NUMERI
13-14•15-16

FASCICOLO BIMESTRALE
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo Secondo

LUGLIO - AGOSTO
1944 - XXII

ANNO XVI

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

LIRE 25,-

RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano, Via Senato 24, Telefono 72.908
Conto corrente postale n. 3/24227

Abbonamento annuo L. 125 - Semestrale L. 70
Un fascicolo separato L. 7. Questo numero quadruplo L. 25. Estero il doppio

SOMMARIO

Il calcolo e il progetto dei trasformatori di alimentazione

(Continuazione dal N. 9-10-11-12/1944)

dott. ing. DONATO PELLEGRINO

(2566)

§ 15 PERDITE AL VARIARE DEL CARICO.

a) *Perdite nel rame.*

Le perdite nel rame variano col quadrato della corrente, quindi col quadrato del carico, ovvero col quadrato della conduttanza del circuito esterno.

Supponendo di esaminare le perdite nel rame a pieno carico, a 3/4, 2/4, 1/4 di carico ed a vuoto, si ha per le perdite nel rame il seguente specchietto:

Perdite nel rame (reali in c.c.) in Watt					
Carico in rapporto	A vuoto	1/4	2/4	3/4	4/4
Perdite in rapporto	0/16	1/16	4/16	9/16	16/16
Perdite in valore assoluto	0	322	1290	2900	5160

Mercè l'ausilio di detto specchietto è stato disegnato il grafico della figura 10a, che mostra la caratteristica delle perdite nel rame (perdite reali di c.c.) in funzione del carico.

b) *Perdite reali totali* ($W_r + W_f$).

Il diagramma 10b della figura 10 mostra l'andamento delle perdite totali (nel rame più quelle nel ferro) in funzione del carico. Esaminando anche qui come variano le perdite totali a pieno carico, a 3/4, 2/4, 1/4 di carico ed a vuoto si ha il seguente specchietto:

Perdite reali totali ($W_r + W_f$) in Watt					
Carico in rapporto	0/4	1/4	2/4	3/4	4/4
Perdite nel ferro	1960	1960	1960	1960	1960
Perdite totali	1960	2282	3250	4860	7120

c) *Perdite reattive di corto circuito.*

Come le perdite nel rame, anche le perdite reattive di corto circuito variano col quadrato della corrente.

Supponendo, come al solito, di esaminare le perdite reattive di c.c. a pieno carico, a 3/4, 2/4, 1/4 di carico ed a vuoto, si ha il seguente specchietto, mediante il quale è stato ottenuto il diagramma della figura 10c.

Perdite reattive di corto circuito in Watt					
Carico in rapporto	0/4	1/4	2/4	3/4	4/4
Perdite in rapporto	0/16	1/16	4/16	9/16	16/16
Perdite in valore assoluto	0	3120	12500	28200	50000

d) *Perdite reattive totali.*

Analogamente a quanto è stato fatto per le perdite

reali totali si ha il seguente specchietto ed il diagramma 10 d del grafico.

Perdite reattive totali ($q_0 + XI^2$) in Watt					
Carico in rapporto	0/4	1/4	2/4	3/4	4/4
Perdite nel ferro	14000	14000	14000	14000	14000
Perdite totali	14000	17120	26500	42200	64000

PARTE III.

DATI DI AVVOLGIMENTO.

§ 16. GENERALITA'.

Quanto si è detto nei precedenti paragrafi vale per un trasformatore di data potenza di targa (100 VA., nel caso esaminato) funzionante con qualsiasi tensione di alimentazione e con qualsiasi tensione secondaria.

Assegnati questi due ultimi parametri, il trasformatore risulta determinato in tutte le sue caratteristiche, quindi in tutte le sue parti, ed è possibile proseguire il calcolo dei dati di avvolgimento.

I dati di avvolgimento comprendono il numero delle spire, le sezioni e i diametri degli avvolgimenti primario e secondario; la corrente a vuoto e quella di pieno carico; le cadute di tensione a pieno carico (ohmiche e reattive); infine la verifica dell'ingombro e del coefficiente di riempimento.

§ 17. AVVOLGIMENTO PRIMARIO.

Si supponga che il trasformatore debba funzionare alla tensione di 160 volt; conoscendo i volt per spira, risulta immediato il calcolo delle spire. Infatti:

$$N = \frac{E}{e} \qquad (53)$$

Sostituendo i valori numerici risulta:

$$N_1 = \frac{160}{0{,}126} = 1270 \qquad \text{(spire)}$$

La corrente a vuoto si ottiene ovviamente eseguendo il rapporto fra la potenza reattiva a vuoto e la tensione di targa; si ha così:

$$I_{ecc.} = \frac{q_0}{V} \qquad (54)$$

E nel caso del trasformatore in esame si ha:

$$I_{ecc.} = \frac{19{,}10}{160} \times 10^3 = 103 \qquad \text{(mA.) [*]}$$

(4) Capita sovente nella realtà di trovare, per la corrente a vuoto, valori molto maggiori di quelli calcolati; ciò non è dovuto alla poca rispondenza fra il calcolo e la realtà che in questo campo è ottima, bensì al fatto che le curve di magnetizzazione fornite dai fabbricanti non sempre coincidono con quelle reali dei materiali venduti.

La corrente a pieno carico è ovviamente data dalla seguente relazione:

$$I_1 = \frac{VI}{V} \qquad (55)$$

Ovvero:

$$I_1 = \frac{100}{160} = 0{,}627 \qquad \text{(Amp.)}$$

La sezione del rame si ricava dalla densità di corrente con la seguente relazione:

$$S_{r1} = \frac{I_1}{\sigma} \qquad (56)$$

$$S_{r1} = \frac{0{,}625}{2{,}5} = 0{,}25 \qquad \text{(mmq.)}$$

Il diametro del filo si ricava con la nota formola:

$$d = \sqrt{\frac{4S}{\pi}} \qquad (57)$$

$$d = \sqrt{\frac{4 \times 0{,}25}{3{,}14}} = 0{,}56 \qquad \text{(mm.)}$$

Si assume 0,6 mm. coperto smalto (*).

§ 18. CALCOLO DELL'INGOMBRO DELL'AVVOLGIMENTO PRIMARIO.

Per il calcolo dell'ingombro bisognerà considerare l'altezza interna h' del rocchetto (vedasi fig. 8) calcolando prima il numero delle spire che entrano per ogni strato dell'avvolgimento, con la seguente formola:

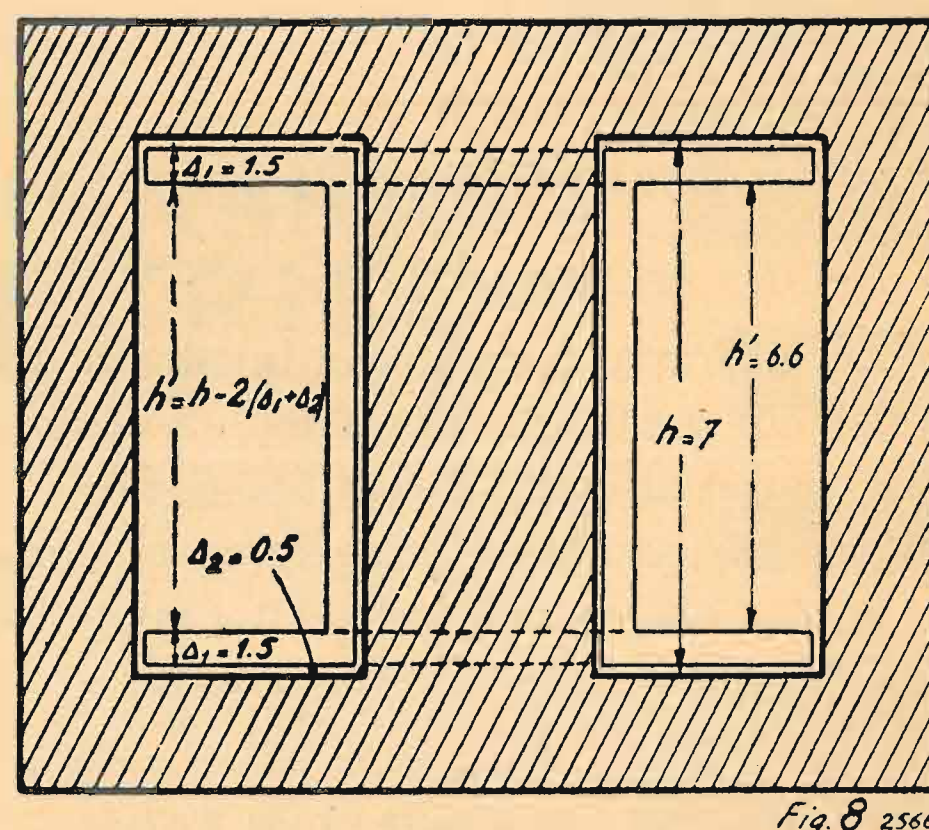



Fig. 8 2566

$$Spire/strato = 10 \times \frac{h'}{d} \qquad (58)$$

in cui h' è espresso in cm. e d in mm. E' da notare che occorrerà considerare soltanto la parte intera, cioè approssimando il quoziente della divisione per difetto; sicchè si scriverà:

$$Spire/strato = 10 \times \frac{6{,}6}{0{,}6} = 110$$

(5) Le case costruttrici di conduttori isolati forniscono con i materiali, delle tabelle dalle quali risultano gli spessori degli isolanti; perciò si rimanda ad esse il lettore che desideri ottenere dati più precisi in merito.

Ciò fatto si calcolerà il numero degli strati che occorreranno per completare tutto l'avvolgimento, con la seguente formola:

$$Numero\ strati = \frac{N}{Spire/strato} \qquad (59)$$

$$Ns = \frac{1270}{110}$$

$$Ns = 12$$

E' da notare che in questo caso, al contrario, dovrà essere considerato intera la frazione di strato che compare nella formola (58), assumendo il numero intero successivo a quello risultante dal calcolo; ovvero approssimando il quoziente della divisione per eccesso.

Lo spessore dell'avvolgimento è dato ovviamente dal prodotto del numero degli strati per il diametro del conduttore al lordo dell'isolante; cioè:

$$H = Ns \times d \qquad (60)$$

$$H = 12 \times 0{,}6 = 7{,}2 \qquad \text{(mm.)}$$

Aggiungendo 12 fogli da 5/100 cadauno, lo spessore totale dell'avvolgimento diventa:

$$H = 7{,}2 + 12 \times \frac{5}{100} = 7{,}8 \qquad \text{(mm.)}$$

§ 19. CALCOLO DELLE CADUTE DI TENSIONE NELL'AVVOLGIMENTO PRIMARIO.

Per calcolare la caduta di tensione occorre conoscere la resistenza totale dell'avvolgimento, quindi la lunghezza della spira media. Supposto di mm. 1,5 lo spessore del rocchetto, e rettangolare l'avvolgimento, si ha per la lunghezza della spira media la seguente espressione: (*)

$$\lambda_1 = 2(a + s_1) + 8 \times 0{,}015 + 8\,\frac{0{,}78}{2} \qquad (61)$$

$$\lambda_1 = 2 \times 5{,}5 + 0{,}12 + 3{,}12 = 14{,}24 \qquad \text{(cm.)}$$

La resistenza totale dell'avvolgimento è data ovviamente dalla relazione:

$$r_1 = \rho\,\frac{\lambda\ (metri)}{s\ (mmq.)}\,N \qquad (62)$$

$$r_1 = 0{,}0176 \times \frac{14{,}2 \times 10^{-2}}{0{,}25} \times 1270 = 12{,}70 \qquad \text{(Ohm)}$$

La caduta di tensione è data quindi dalla relazione:

$$\Delta V_1 = r_1 I_1 \qquad (63)$$

$$\Delta V_1 = 12{,}7 \times 0{,}625 = 7{,}9 \qquad \text{(volt)}$$

La caduta percentuale di tensione nell'avvolgimento primario è:

$$\Delta V\% = 4{,}9\%$$

Le cadute di tensione reattive sono date con buona approssimazione dal rapporto fra la potenza reattiva e la corrente; si ottiene quindi la relazione:

$$\Delta V_R = \frac{q}{I} \qquad (64)$$

$$\Delta V_R = \frac{22{,}90}{0{,}627} = 36{,}7 \qquad \text{(volt)}$$

Poichè queste si compongono geometricamente con la tensione applicata, si ha:

$$V_1' = \sqrt{(160)^2 - (36{,}7)^2} = 156 \qquad \text{(volt)}$$

Sicchè la F.E.M. riportata al secondario diventa:

$$E_2 = 156 - 7{,}9 = 148{,}1 \qquad \text{(volt)}$$

§ 20. AVVOLGIMENTO DI ALTA TENSIONE.

Allo scopo di tener conto dell'aumento della lunghezza della spira media, si assume per questo una caduta di tensione percentuale leggermente superiore; cioè del 5%.

La tensione a vuoto (per cui dovrà essere calcolato l'avvolgimento) risulta quindi data da:

$$V_2' = (250 + 250) \times 1{,}05 = 525 \qquad \text{(volt)}$$

Il rapporto di trasformazione, tenuto conto di tutte le cadute di tensione (ohmiche e reattive) è evidentemente:

$$\frac{525}{148{,}1} = 3{,}54$$

Il numero delle spire sarà quindi:

$$N_2' = 1270 \times 3{,}54 = 4500 \qquad \text{(spire)}$$

Ripetendo qui quanto già si è fatto per l'avvolgimento primario, si ha per la sezione del rame:

$$S_2' = \frac{0{,}090}{2{,}50} = 0{,}036 \qquad \text{(mmq.)}$$

$$d_2' = \sqrt{\frac{4 \times 0{,}036}{3{,}14}} = 0{,}214 \qquad \text{(mm.)}$$

Assumendo 0,25 rame-coperto a smalto (*), si hanno le seguenti spire per strato:

$$10 \times \frac{6{,}6}{0{,}25} = 260 \qquad \text{(spire/strato)}$$

Analogamente per il numero degli strati:

$$Ns = \frac{4500}{260}$$

$$Ns = 18 \qquad \text{(N° degli strati)}$$

Lo spessore dell'avvolgimento è:

$$18 \times 0{,}25 = 4{,}5 \qquad \text{(mm.)}$$

ai quali occorre aggiungere 18 fogli di carta isolante da 5/100, con un totale di circa 1 mm.

L'ingombro totale è quindi 5,5 mm.

(*) La lunghezza della spira media è uguale, cioè, al perimetro del nucleo centrale, più otto volte lo spessore del rocchetto più otto volte la metà dello spessore dell'avvolgimento.

(6) Vale anche qui ed in seguito quanto si è detto nella nota (5).

§ 21. Avvolgimento dei filamenti.

Ripetendo qui quanto è stato già fatto per gli altri avvolgimenti si ha:

$$S_2'' = \frac{1,7}{2,5} = 0,68 \qquad \text{(mmq.)}$$

$$d_2'' = \sqrt{\frac{4 \times 0,68}{3,14}} = 0,92 \qquad \text{(mm.)}$$

Assumendo anche qui, a causa dell'aumentata lunghezza della spira media, una maggiore caduta percentuale di tensione, per esempio, il 5,3%, si ha:

$$V_2'' = 6,3 \times 1,053 = 6,65 \qquad \text{(volt)}$$

$$N_2'' = 1270 \; \frac{6,65}{148,1} = 57 \qquad \text{(spire)}$$

Assumendo 1 mm. coperto, risulta un unico strato con 1 mm. di ingombro.

§ 22. Raddrizzatrice.

$$V_2''' = 5 \times 1,055 \cong 5,3 \qquad \text{(volt)}$$

$$N_2''' = 1270 \times \frac{5,3}{148,1} = 46 \qquad \text{(spire)}$$

$$S_2''' = \frac{2}{2,5} = 0,8 \qquad \text{(mmq.)}$$

$$d_2''' = \sqrt{\frac{4 \times 0,8}{3,14}} = 1 \qquad \text{(mm.)}$$

Assumendo 1,2 coperto, si ha un solo strato con 1,2 mm. di ingombro.

Nel progetto si sono preventivati altri 10 watt eventuali, per forniture varie; generalmente queste vengono prelevate dall'avvolgimento dei filamenti: volendo tuttavia, per maggior generalità, prevedere per queste un avvolgimento apposito da 12 volt, si ha:

$$V_2'''' = 12 \times 1,055 = 12,7 \qquad \text{(volt)}$$

$$N_2'''' = 1270 \; \frac{12,7}{148,1} = 109 \qquad \text{(spire)}$$

$$I_2'''' = \frac{10}{12} = 0,832 \qquad \text{(Amp.)}$$

$$S_2'''' = \frac{0,832}{2,5} = 0,333 \qquad \text{(mmq.)}$$

$$d_2'''' = \sqrt{\frac{4 \times 0,333}{3,14}} = 0,65 \qquad \text{(mm.)}$$

Assumendo 0,7 coperto, si ha:

$$10 \times \frac{9'9}{0,7} = 90 \qquad \text{(spire/strato)}$$

Si hanno quindi due strati con uno spessore di 1,4 mm.

§ 23. Verifica del coefficiente di riempimento.

Allo scopo di controllare i calcoli finora eseguiti è opportuno verificare il coefficiente di riempimento.

La sezione complessiva del rame è uguale alla somma dei prodotti delle spire, relative a ciascun avvolgimento, per la corrispondente sezione.

Si ha quindi:

$$S_r = N_1 s_1 + N_2' s_2' + N_2'' s_2'' + N_2''' s_2''' + N_2'''' s_2'''' \qquad (65)$$

$$S_r = 318 + 162 + 39 + 38 + 37 = 594 \qquad \text{(mmq.)}$$

L'effettivo coefficiente di riempimento risulta quindi (*):

$$\alpha = \frac{594}{30 \times 70} = 0,284$$

§ 24. Verifica dell'ingombro.

Si rende necessario ora controllare se il rocchetto, una volta avvolto, entra nei lamierini.

Si osserva innanzi tutto che la larghezza della finestra è di 30 mm.; lo spessore totale dei cinque avvolgimenti che circondano il rocchetto è:

$$7,8 + 5,5 + 1 + 1,2 \div 1,4 = 16,9 \qquad \text{(mm.)}$$

Aggiungendo 4 mm. complessivamente per l'isolamento degli avvolgimenti fra loro e per la tendenza ad arrotondarsi del pacco; 3 mm. per il rocchetto, risulta che l'ingombro totale è di 24 mm.; questo è minore, come doveva essere, della larghezza della finestra che, dalla figura 4, risulta di 30 cm.

§ 25. Trasformatori a prese multiple.

Poichè le tensioni più comunemente adoperate in Italia sono: 110, 125, 160, 220 volt, il primario si costruisce con prese intermedie.

Nel caso del trasformatore in progetto si ha ovviamente:

$$N_{110} = \frac{110}{0,126} = 875 \qquad \text{(spire)}$$

$$N_{125} = \frac{125}{0,126} = 1000 \qquad \text{»}$$

$$N_{160} = 1270 \qquad \text{»}$$

$$N_{220} = \frac{220}{0,126} = 1740 \qquad \text{»}$$

Si trascura per brevità il calcolo delle sezioni e la verifica dell'ingombro; si osserva soltanto che, non essendo pratico fermare troppe volte l'avvolgitrice per cambiare il filo, si preferisce adoperare per la tensione 125 il medesimo conduttore adoperato per 110 volt; lo stesso dicasi per 220 volt.

---

(7) In principio si era assunto 0,3; vi è dunque una differenza del 5,3%. Questa differenza è dovuta:

1°) il 2% alla differenza fra il rendimento assunto (0,8) e quello calcolato (0,815).

2°) il 2% alla differenza fra il fattore di potenza assunto (0,95) e quello calcolato (0,97).

3°) in parte al fattore di correzione trascurato nella formola (19) del paragrafo 3, Parte I^a^.

4°) in parte agli errori commessi col regolo adoperato.

Il coefficiente di riempimento aumenta conseguentemente; tuttavia, come risulta dal calcolo dell'ingombro, essendosi assunto fin dall'inizio per α il valore prudenziale di 0,3, quasi certamente il nuovo rame potrà essere contenuto nella finestra prevista.

§ 26. Trasformatori universali.

Per tener conto delle cadute di tensione nella linea, si aumenta da 80÷160 spire l'avvolgimento primario e si fanno, all'inizio dell'avvolgimento, due prese in più; quella centrale corrisponde al funzionamento normale del trasformatore, mentre quelle laterali permettono di aumentare e di diminuire di 8÷12 volt circa

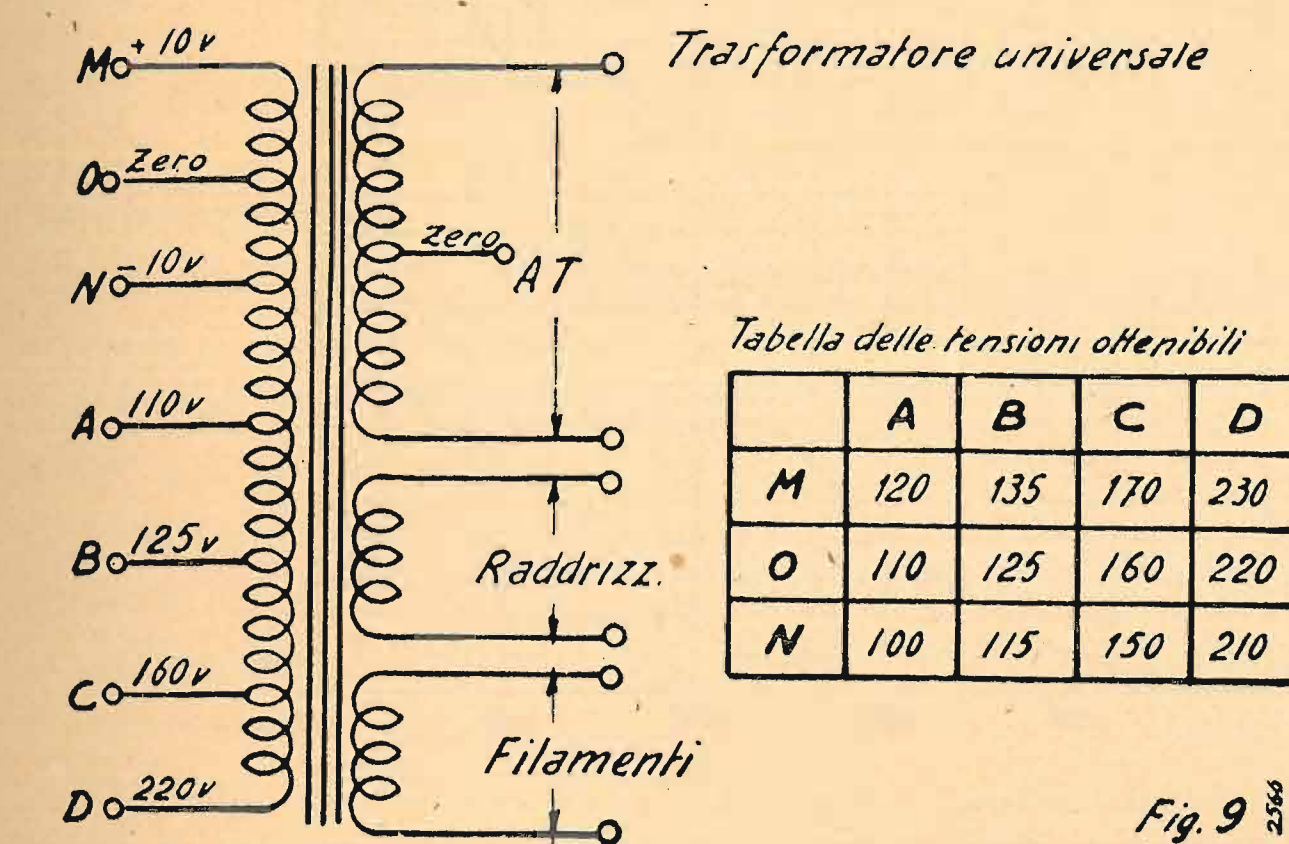



Fig. 9

la tensione di alimentazione. Si ottengono così tutte le combinazioni mostrate nella figura 9 che si riferisce al caso in cui lo scarto di tensione introdotto sia di 10 volt.

Così volendo aggiungere, com'è mostrato nella fig. 9, delle tensioni superiori di 10 volt o inferiori di 10 volt a quelle indicate, risulta necessario aggiungere:

$$\frac{10}{0,126} = 8 \qquad \text{(spire)}$$

all'avvolgimento primario, e fare un'ulteriore presa dopo l'ottava spira dell'avvolgimento vero e proprio.

Infatti derivandosi fra l'inizio dell'avvolgimento (zero) e la presa 160, la tensione di alimentazione adattata per il trasformatore è di 160 volt; aggiungendo le 8 spire previste, il trasformatore dovrà essere alimentato con 170 volt. Viceversa detraendo le 8 spire, cioè adoperando l'altra presa, il trasformatore dovrà essere alimentato con 150 volt.

Con questi criteri è stata ottenuta la tabella della figura 9.

§ 27. Normali avvolgimenti.

Parallelamente alla tabella dei normali trasformatori suggerita nel paragrafo 11, è indispensabile per il costruttore formarsi, per ogni trasformatore classificato a seconda la potenza (e per trasformatori di uguale potenza, a seconda il tipo), una tabella dei normali avvolgimenti, contenente i tipi più comuni che egli adopera.

Diamo qui un esempio di come può esser compilata detta tabella.

Tabella dei normali avvolgimenti.

Avvolgimento primario	Tensione (*volt*)	160	160	160
	Numero delle spire $N_1 = \frac{V}{e}$	1270	635	424
	Corrente a vuoto $I_{ecc} = \frac{q_o}{V} \times 10^3$ (*m. A.*)	103	206	309
	Corrente di pieno carica $I_1 = \frac{VI}{V}$ (*Amp*)	0.627	1.254	1.881
	Sezione del conduttore $s_1 = \frac{I}{\sigma}$ (*mm²*)	0.25	0.50	0.75
	Diametro $d_1 = \sqrt{\frac{4\, s_1}{3.14}}$ (*mm*)	0.56	0.8	0.98
	Cadute reattive $\Delta V_R = \frac{q}{I_1}$ (*volt*)	36.7	33	31
	Tensione applicata $V'_1 = \sqrt{(VI)^2 - (\Delta V_R)^2}$ (*volt*)	156	156.5	157
	Spira media $\lambda_1 = 2(\alpha + s_l + 4\Delta) + \pi H$ (*cm*)	14.20	19.20	24.20
	Resistenza di avvolgimento $r_1 = \rho \frac{\lambda_1}{s_1} N_1$ (*Ohm*)	12.70	4.20	2.40
	Cadute Ohmiche $\Delta V\Omega = r_1 I_1$ (*volt*)	7.9	5.30	4.50
	F. E. M. riportata al II° $E_2 = V'_1 - \Delta V\Omega$ (*volt*)	148.1	151.2	152.50
Alta tensione	ΔV %	4.9 %	3.3 %	1.5 %
	Numero delle spire $N'_2 = N_1 \times \frac{V_{AT}\left(1 + \frac{\Delta V\Omega}{V}\right)}{E_2}$	4500	2170	1420
	Coefficiente di forma k	0.9	0.9	0.9
	Sezione $s'_2 = \frac{k \times I_{AT}}{\sigma}$ (*mm²*)	0.036	0.072	0.108
	Diametro $d'_2 = \sqrt{\frac{4\, s'_2}{3.14}}$ (*mm*)	0.214	0.3	0.37
Filamenti	Numero delle spire $N''_2 = N_1 \times \frac{V_F \times \left(1 + \frac{\Delta V\Omega}{V}\right)}{E_2}$	57	27.5	18
	Sezione $s''_2 = \frac{I_F}{\sigma}$ (*mm²*)	0.68	1.36	2.04
	Diametro $d''_2 = \sqrt{\frac{4\, s''_2}{3.14}}$ (*mm*)	0.92	1.33	1.61
Raddrizzatrice	Numero delle spire $N'''_2 = N_1 \times \frac{V_{radd} \times \left(1 + \frac{\Delta V\Omega}{V}\right)}{E_2}$	46	22	14
	Sezione $s'''_2 = \frac{I_{radd}}{\sigma}$ (*mm²*)	0.80	1.60	2.40
	Diametro $d'''_2 = \sqrt{\frac{4\, s'''_2}{3.14}}$ (*mm*)	1.00	1.42	1.74

Questa tabella, come la precedente, è stata estesa al caso di tre trasformatori la cui potenza sia rispettivamente di 100, 200 e 300 VA., ottenuti adoperando sempre il medesimo lamierino disegnato nella figura 4.

E' interessante osservare che le amperspire a vuoto e sotto carico rimangono invariate; aumentano proporzionalmente i volt/spira, quindi la potenza reattiva a vuoto. Viceversa la potenza reattiva di corto circuito, essendo proporzionale a λ_r, aumenta con minore rapidità, quindi, aumentando la potenza di targa e con essa lo spessore del pacco, migliorano le perdite reattive totali ed il fattore di potenza.

Le perdite reali nel ferro sono proporzionali alla potenza di targa; aumentano invece con legge decrescente le perdite nel rame, quindi anche il rendimento migliora sensibilmente aumentando la potenza di targa con lo spessore del pacco.

Poichè la lunghezza della media linea magnetica rimane ovviamente costante, il rapporto

$$\eta = \frac{\lambda_r}{\lambda_f} \qquad (66)$$

aumenta con lo spessore del pacco.

Fig. 10

Si noti che per 200 VA, si ha, come è stato assunto nella formola (28) del paragrafo 5 (parte I):

$$\lambda_r = \lambda_f$$

La corrente a vuoto, come intuitivamente deve essere, è proporzionale alla potenza di targa.

(Continua)

La riproduzione elettroacustica con espansione di volume

ing. FEDERICO GANGITANO

(2679/4)

L'intendimento del presente articolo è di prendere in esame il problema della riproduzione in bassa frequenza, illustrando alcuni circuiti già noti. Viene anche esaminata in dettaglio la realizzazione pratica di due circuiti, che hanno dato ottimi risultati.

LA « COMPRESSIONE » E L'« ESPANSIONE ».

Le intensità delle vibrazioni acustiche, che l'orecchio umano può percepire, sono comprese in un campo assai vasto. Stabilendo la soglia di audibilità per vibrazioni di ampiezza di 2×10^{-9} cm., con una pressione di 3×10^{-4} dyne/cm², si può considerare come il massimo sopportabile dal nostro orecchio, senza fastidio, un valore 10^{13} volte più grande.

Praticamente il campo coperto per l'esecuzione di musica in genere è assai più ristretto, ma anche così la trasmissione o incisione, con i mezzi di cui disponiamo è impossibile.

Volendo infatti effettuare la riproduzione di vibrazioni acustiche con procedimento elettromeccanico, non si può evitare di sovrapporre ad esse delle vibrazioni parassite, dette comunemente « rumori di fondo ». Ora nella riproduzione deve essere possibile la netta audizione delle vibrazioni più deboli al di sopra del rumore di fondo, mentre contemporaneamente le vibrazioni più forti non debbono causare sovraccarichi. Per soddisfare alle su dette condizioni si è costretti a ridurre, nelle trasmissioni radio o incisioni di dischi, le differenze tra valori massimi e minimi delle intensità delle vibrazioni in giuoco.

Questa diminuzione della gamma di intensità è ottenuta regolando il grado di amplificazione tra microfono e trasmettitore (tra microfono ed incisore nel caso dei dischi), in modo che l'amplificazione diminuisca nei « forte » ed aumenti nei « piano ».

Questa regolazione, per l'effetto che produce, è detta « compressione ».

Qualcosa di simile alla compressione avviene nel nostro orecchio quando questo, essendo disposto per la percezione di suoni deboli, viene a ricevere una forte eccitazione. Allora il muscolo tensore del timpano, per azione riflessa (« riflesso protettore » di Kreide e Kato) si contrae ed il timpano viene a trovarsi in una posizione tale, per cui la trasmissione del suono verso l'orecchio interno è fortemente diminuita.

Nella ricezione, per ristabilire il rapporto primitivo delle intensità, si deve effettuare l' « espansione », ossia si aumenta l'amplificazione dei segnali intensi e si diminuisce quella dei segnali deboli.

La condizione ideale per avere un'ottima riproduzione è di avere una curva di « espansione » corrispondente all'immagine della curva di « compressione » presa rispetto ad una retta inclinata di 45° (fig. 1).

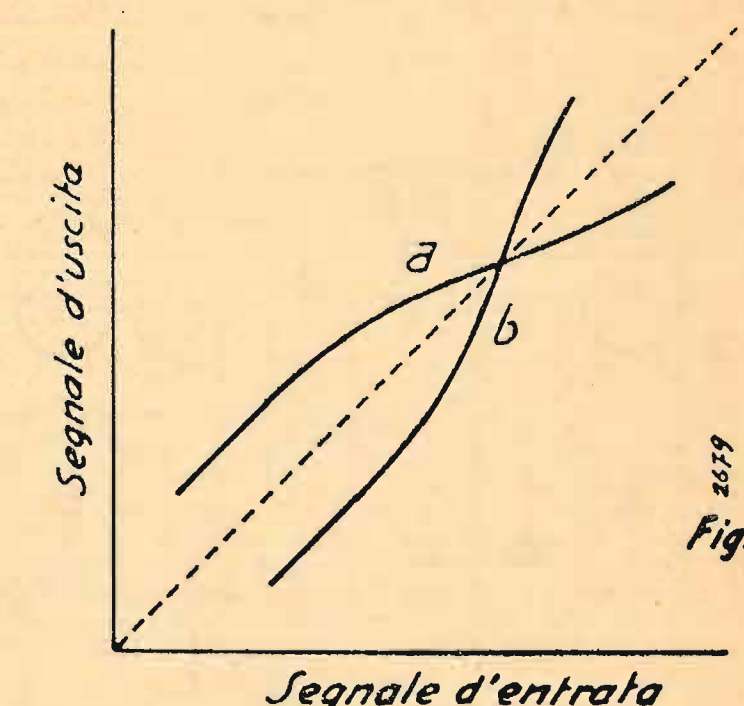



Fig. 1

Generalmente però la compressione è fatta manualmente, quindi è impossibile compensarla esattamente con una espansione automatica. E' però sempre utile, per avere una riproduzione, per quanto possibile, fedele, munire i ricevitori di espansore.

La fig. 2 mostra uno schema R.C.A. di un amplificatore di tensione, che permette compressione od espansione a seconda della posizione del commutatore S_2. Si può fare agire anche contemporaneamente, uno o più microfoni ed un fono rivelatore.

La prima valvola V_1 ha funzione di mescolatrice di ingresso. La tensione amplificata è prelevata sul circuito di placca attraverso C_{20}; la regolazione di essa si ottiene con la variazione della polarizzazione delle griglie n° 1 e n° 4, agendo sul potenziometro R_4.

Con il potenziometro R_4 si varia la polarizzazione delle griglie n° 1 e n° 4, regolando così la tensione amplificata, che, prelevata attraverso il condensatore C_{20}, è applicata ai condensatori C_5 e C_6.

Il commutatore S_1 permette l'applicazione della suddetta tensione alle griglie n° 3 di V_2 e V_3 attraverso C_5, se si deve trasmettere la voce umana, o attraverso C_6 se si tratta di musica, quindi di una gamma di frequenze più larga. La tensione amplificata da V_3 è applicata al doppio diodo V_4, funzionante in doppiatore di tensione.

Dal potenziometro R_{26} si può ricavare una tensione continua il cui valore dipende dal livello medio del segnale. Quando il livello tende ad aumentare, la tensione ai capi di R_{26} aumenta, quando diminuisce il valore della tensione si abbassa. Questa tensione viene a tro-

varsi in serie alla polarizzazione di controllo di V_2; il commutatore S_2 può invertire la sua polarità.

Quando S_2 è messo nella posizione « espansione » la polarità della tensione è di segno opposto di quella della polarizzazione della valvola. In questo modo si diminuisce la polarizzazione e si aumenta il fattore di amplificazione della valvola.

Quando il commutatore è posto nella posizione « compressione » le due tensioni si sommano, la polarizzazione negativa risulta quindi aumentata ed il coefficiente di amplificazione diminuito.

Il centro del secondario del trasformatore, che alimenta i filamenti, è collegato ad una tensione positiva di 50÷60 volt in modo che i catodi risultino ad un potenziale inferiore a quelo dei filamenti, evitando così il ronzio dovuto all'emissione dei filamenti verso i catodi.

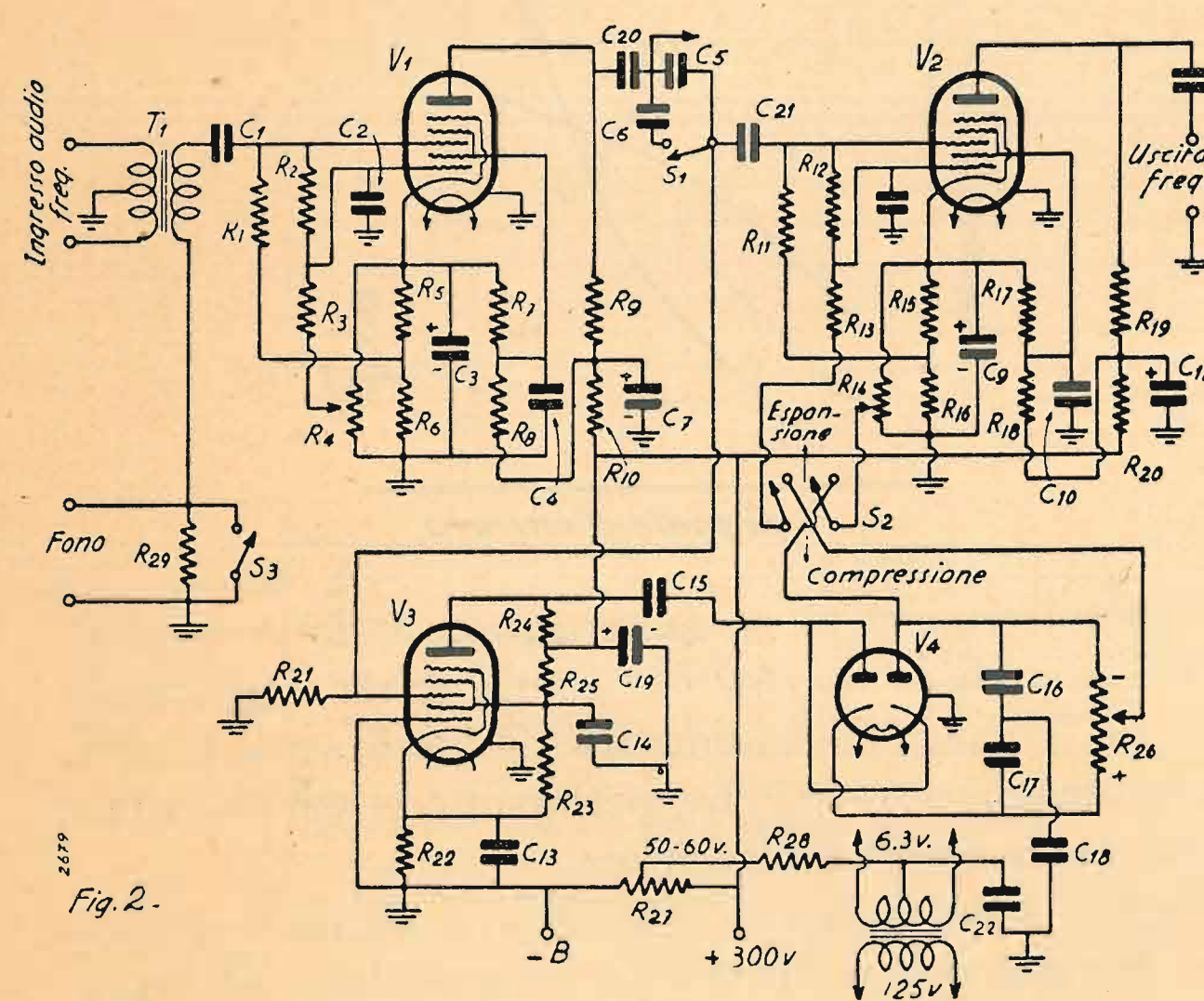



Fig. 2

Note alla fig. 2:

V_1, V_2, V_3 pentagriglia tipo 6L7G
V_4 doppio diodo tipo 6H6G
C_1, C_4, C_6, C_{10}, C_{11}, C_{14}, C_{15}, C_{16}, C_{17}, C_{18}, C_{20}, C_{21} = 0,05 μF
C_2, C_8 = 0,25 μF
C_3, C_7, C_9, C_{12} = 8 μF
C_5 = 0,0015 μF
C_{13} = 0,5 μF
C_{19} = 4 μF
C_{22} = 0,1 μF

R_1 = 50000 ohm ½ W
R_2, R_{12} = 1,2 Mohm ½ W
R_3, R_{13} = 820.000 ohm ½ W
R_4, R_{14} = potenziometro da 250.000 ohm
R_5, R_{15} = 1.000 ohm ½ W
R_6, R_7, R_{16} = 30.000 ohm ½ W
R_8, R_{18} = 150.000 ohm 1 W
R_9, R_{19}, R_{24} = 300.000 ohm ½ W
R_{10}, R_{20} = 50.000 ohm ½ W
R_{11}, R_{25} = 100.000 ohm ½ W
R_{21} = 150.000 ohm ½ W
R_{22} = 500 ohm ½ W
R_{23} = 40.000 ohm ½ W
R_{26} = potenziometro da 1 Mohm
R_{27} = resistenza a presa variabile
R_{28} = 100.000 ohm ½ W
R_{29} = 5.000 ohm ½ W

Il circuito della fig. 3 è da realizzarsi su di un piccolo telaio e si può applicare a qualsiasi radiofonografo, per avere l'espansione di volume nella riproduzione dei dischi. Il telaio potrà trovare facilmente posto nell'interno del mobile.

L'azione di questo circuito è dovuta alla variazione di amplificazione del tubo V_2 col variare della polarizzazione della griglia n° 3: quando la polarizzazione della n° 3 diviene meno negativa l'amplificazione aumenta.

Nel circuito il segnale da amplificare è applicato alla griglia n° 1 della valvola V_2 ed alla griglia di V_1 da quest'ultima è amplificato e quindi rettificato da V_3. La tensione rettificata prelevata da R_8, resistenza di carico di V_3, è applicata come polarizzazione positiva alla n° 3 di V_2.

Quando l'ampiezza del segnale di ingresso aumenta, aumenta anche la caduta su R_8 e la polarizzazione della n° 3 diviene meno negativa. Poichè questo aumenta l'amplificazione di V_2, il guadagno in amplificazione aumenta con l'aumento in ampiezza del segnale, si produce cioè una « espansione » del segnale.

La griglia n° 1 della V_2 è a passo variabile e perciò si ha distorsione se la tensione alternata del segnale di ingresso è troppo grande. Per questa ragione il segnale di ingresso di V_1 non deve eccedere il valore massimo di 1 volt, il che permette l'amplificazione su di un tratto di caratteristica che si può ritenere praticamente a pendenza costante.

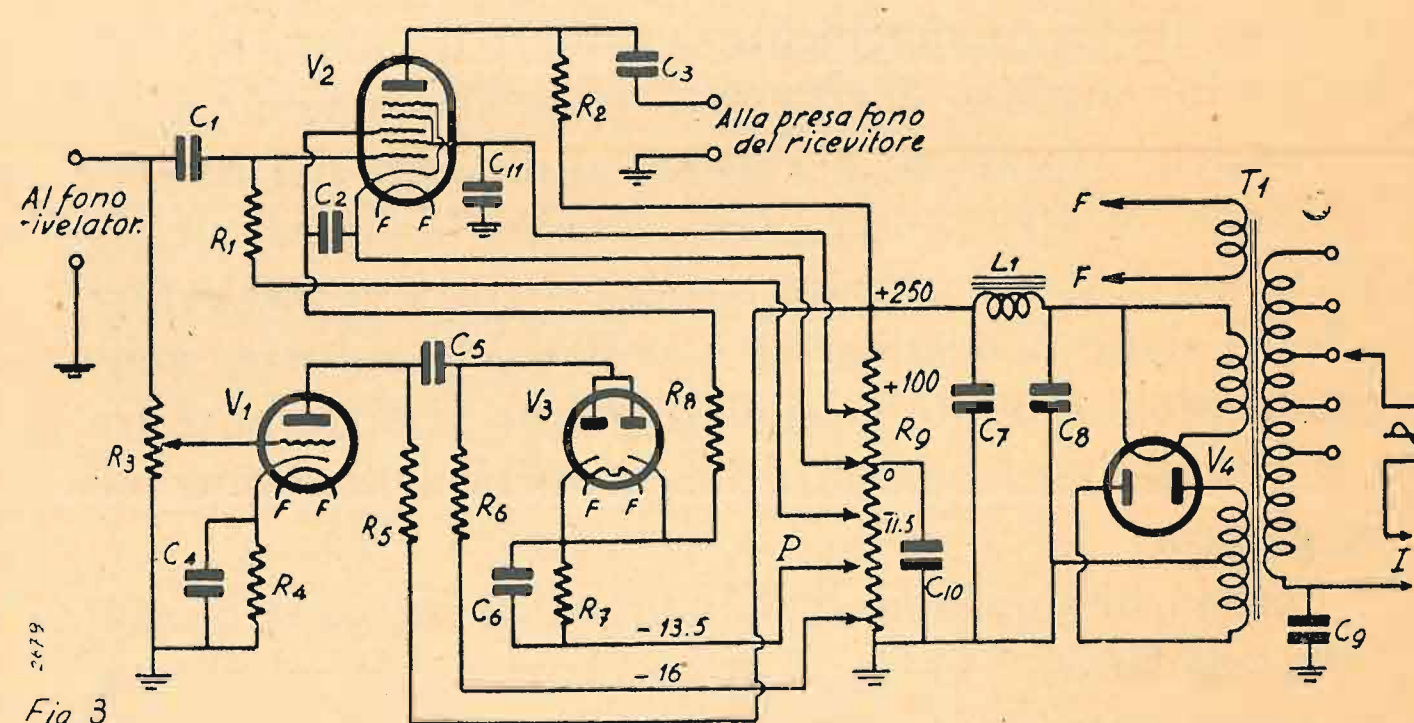



Fig. 3

Note alla fig. 3:

V_1 triodo tipo 6C5G
V_2 pentagriglia tipo 6L7G
V_3 doppio diodo tipo 6H6G
V_4 doppio diodo tipo 5Y3G
C_1, C_3, C_5, C_{10}, C_{11} = 0,1 μF
C_2, C_4, C_6 = 0,5 μF
C_7, C_8 = 8 μF 500 V. elettrolitici
C_9 = 0,005 μF

R_1 = 1 Mohm ½ W
R_2, R_5 = 0,1 Mohm 1 W
R_3 potenziometro da 1 Mohm
R_4 = 0,01 ½ W
R_6 = 0,1 Mohm ½ W
R_7 = 0,25 Mohm ½ W
R_8 = 0,5 Mohm ½ W
R_9 = resistenza a filo con prese variabili 15 K.ohm 5 W
T_1 — trasformatore di alimentazione 40 volta-amper
Primario: 110, 125, 140, 160, 220 V
Secondario: 310+310 V 0,04 A — 5 V/2 A — 6,3 V/1 A
L_1 impedenza di filtro 35 Henry, 0,025 Amp., 1800 ohm.

Il segnale di 1 volt è quello normalmente ottenibile da un fono-rivelatore.

In assenza di segnale la polarizzazione della n° 3 di V_2 è data dalla presa P sul potenziometro R_9. Questa presa dovrà essere spostata inizialmente per avere, in assenza di segnale, una corrente di placca in V_2 di 0,15 mA. Questo aggiustamento non è ulteriormente richiesto finchè non si cambia la valvola V_2.

E' opportuno, per rendere meno brusche le variazioni di amplificazione dovute all'espansione, ritardare il suo effetto sino a che il segnale di ingresso raggiunga un certo valore. Il ritardo deve essere tale che l'amplificazione resti praticamente invariata durante un periodo della frequenza più bassa, che deve essere riprodotta. Per questo attraverso R_7 si dà alle placche di V_3 una tensione di —16 volt.

Una volta regolato il grado di espansione che riesce più gradito, agendo su R_4, l'espansore non ha bisogno di altre manovre. Basterà quindi comandare la sua alimentazione in alternata con l'interruttore principale del radiofonografo.

Questo circuito (fig. 4) è specialmente curato per

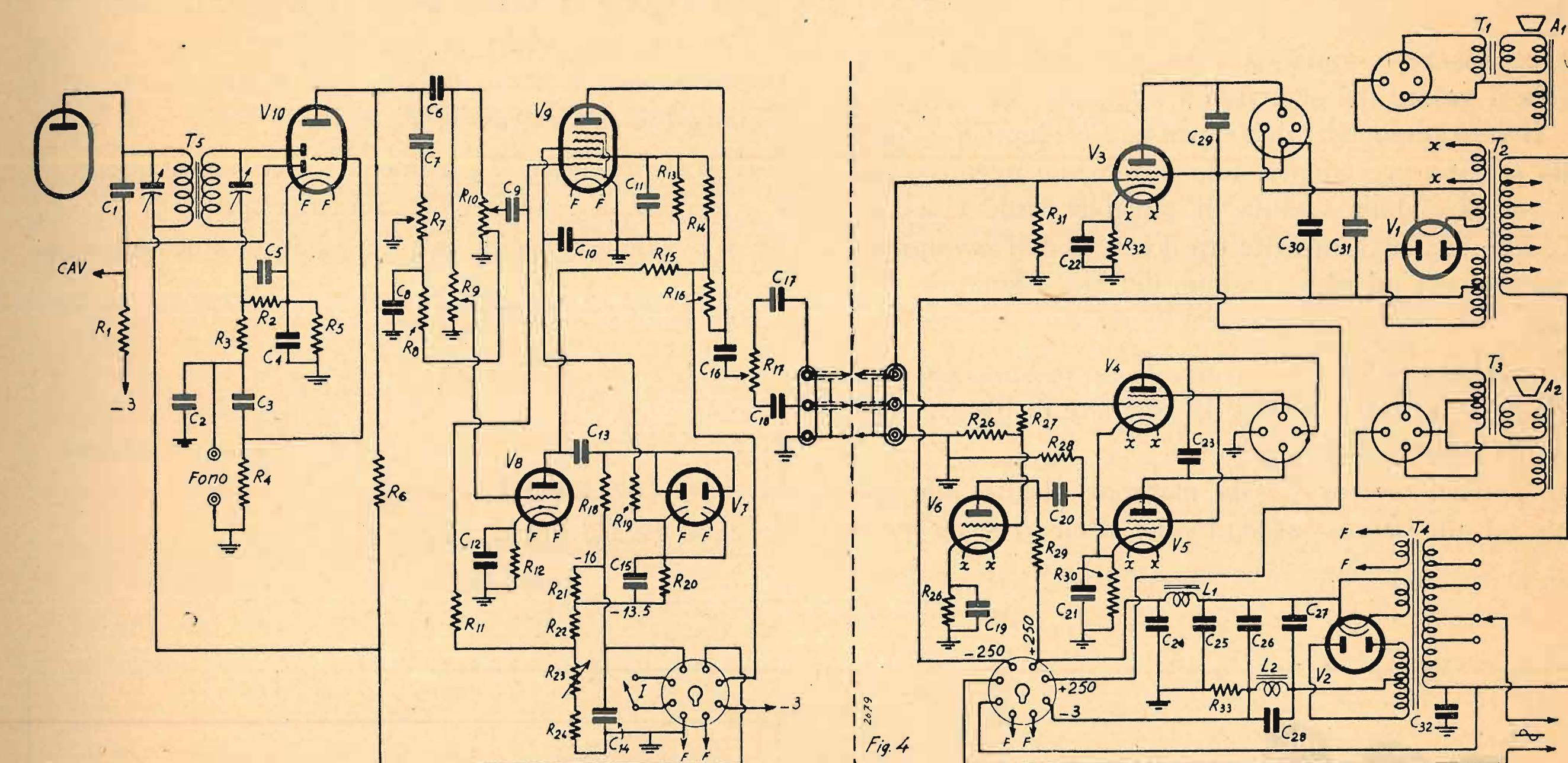



Fig. 4

Note alla fig. 4:

V_1 doppio diodo raddrizzatore tipo 5Y3G
V_2 doppio diodo raddrizzatore tipo 5V4G
V_3, V_4, V_5 tetrodo a fascio tipo 6V6G
V_6, V_8 triodo tipo 6C5G
V_7 doppio diodo tipo 6H6G
V_9 pentagriglia tipo 6L7G
V_{10} triodo doppio diodo tipo 6Q7G
R_1 R_4, R_{11} = 1 Mohm ½ W
R_2, R_{20} = 0,25 Mohm ½ W
R_3 = 0,05 Mohm ½ W
R_5 = 0,0025 Mohm ½ W
R_6 = 0,2 Mohm ½ W
R_7 R_9, R_{17} potenziometri da 1 Mohm
R_8, R_{25} = 0,02 Mohm ½ W
R_{10} potenziometro da 0 5 Mohm con presa intermedia
R_{12} = 0,01 Mohm ½ W
R_{13} = 0,05 Mohm 1 W
R_{14} = 0,04 Mohm 1 W
R_{15}, R_{16} = 0,1 Mohm 1 W
R_{18}, R_{29} = 0,1 Mohm ½ W
R_{19}, R_{27}, R_{28} = 0 5 Mohm ½ W
R_{21}, R_{22} = 50 ohm 1 W
R_{23} reostato da 100 ohm
R_{24} = 180 ohm 1 W
R_{26} = 5.000 ohm ½ W
R_{30}, R_{32} = 250 ohm 1 W
R_{31} = 0,3 Mohm ½ W
R_{3}[illegible] = 20 ohm 1 W

C_1 = 100 pF mica
C_2 = 50 pF mica
C_3, C_6, C_8, C_9 = 0,01 μF
C_4, C_{19} = 10 μF 30 V elettrolitici
C_5 = 250 pF mica
C_7, C_{17}, C_{32} = 0,005 μF
C_{10}, C_{12}, C_{15} = 0,5 μF
C_{11}, C_{13}, C_{14}, C_{16}, C_{18} = 0.1 μF
C_{20} = 0,05 μF
C_{21}, C_{22} = 25 μF 30 V elettrolitici
C_{23} = 0,002 μF
C_{24}, C_{25}, C_{26} C_{27}, C_{30} = 8 μF 500 V elettrolitici
C_{28} = 0,25 μF
C_{29} = 0,003 μF
C_{31} = 16 μF 500 V elettrolitici

A_1 altoparlante potenza W 6 eccitazione 2.000 ohm
A_2 altoparlante potenza W 12÷18 eccitazione 10.000 ohm

L_1 impedenza 65 henry, 15 mA, 2800 ohm
L_2 impedenza 4 henry, 150 mA, 150 ohm

T_1 trasformatore di uscita, impedenza del primario 5.000 ohm
T_3 trasformatore di uscita, impedenza totale del primario 10.000 ohm (per controfase)

T_2 trasformatore di alimentazione 75 Volta-Amper
Primario: 220 V
Secondario: 310 + 310 V, 0,075 Amp., 5 V/2 Amp., 6,3 V/2.2 Amp.
T_4 trasformatore di alimentazione 150 Volta-Amper
Primario: 110, 125, 140, 160 220 V
Secondario: 310 + 310 V, 0,15 Amp., 5 V/2 Amp., 6,3 V/3,5 Amp.

un'ottima riproduzione in bassa frequenza; va realizzato su due telai: uno per la bassa frequenza, uno per l'alta frequenza ed espansore di volume.

La scelta del circuito alta frequenza è lasciata al lettore: il circuito si inizia con la seconda media frequenza.

Il potenziometro R_7 provvede alla regolazione di tono. Il potenziometro R_{10}, a presa intermedia, permette la regolazione del volume. La presa intermedia collegata a massa attraverso R_8, C_8 permette di rinforzare le frequenze acustiche più basse, man mano che si riduce la tensione applicata alla griglia n° 1 della valvola V_9.

L'espansore è comandato dal potenziometro R_9, che regola il valore del segnale da applicarsi alla griglia di V_8. Il funzionamento dell'espansore è identico a quello dello schema precedente, solo le tensioni negative sono qui ricavate dalla caduta di tensione sulle resistenze R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{24}, inserite tra il centro dell'avvolgimento secondario ad alta tensione del trasformatore T_2 e massa.

La resistenza R_{23} è costituita da un reostato per poter aggiustare all'esatto valore la corrente di placca di V_9, come precedentemente indicato.

Il potenziometro R_{17} dà maggior risalto alle note acute od alle basse a secondo che aumenti il valore del segnale applicato a V_3 od al controfase formato da V_4 e V_5. Esso potrà esser posto nella parte posteriore del telaio e regolato una volta per tutte.

Il buon funzionamento dei due canali di bassa frequenza richiede la scelta di altoparlanti opportuni: per A_1 sarà sufficiente uno di 6 watt di potenza con un cono per quanto è possibile poco profondo; per A_2 sono necessari 12÷18 watt di potenza, possibilmente con sospensione del cono in pelle e centratore di grandi dimensioni, in modo da avere un ottimo rendimento delle note basse.

Per evitare l'impiego di un grosso trasformatore e di una valvola raddrizzatrice di forte erogazione, per l'alimentatore si sono indicati due trasformatori T_2 e T_4 con due raddrizzatrici V_1 e V_2.

Il trasformatore T_2 alimenta anche i filamenti di V_3, V_4, V_5, V_6, mentre T_4 alimenta quelli di V_7, V_8, V_9, V_{10} e delle altre valvole del telaio di alta frequenza.

Pavia, 16 Settembre 1944.

BIBLIOGRAFIA

Revue Technique Philips, tome 3, 1938, pag. 209 e seguenti
Receiving Tube Manual, anno 1940, R.C.A.
Bollettini Tecnici Geloso, anno 1939.

Il comportamento dei tubi elettronici nel campo delle onde metriche

dr. ing. G. GAIANI (2668/6)

L'autore considera i fenomeni che pongono una limitazione all'impiego delle normali valvole termoioniche nel campo delle onde metriche. Egli discute quindi le cause principali di detti fenomeni e cioè: induttanze e mutue induttanze dei reofori, tempo di transito, capacità interelettrodiche relativamente alte e fruscio di agitazione termica. Conclude infine con una breve scorsa sulle moderne valvole speciali per onde metriche, costruite appunto tenendo conto dei fenomeni qui citati.

Per gli apparati radio funzionanti nel campo delle onde metriche sono necessari tubi elettronici appropriati, le cui caratteristiche funzionali e strutturali si staccano nettamente da quelle dei normali tubi per onde medie e corte, cioè per lunghezze d'onda dell'ordine delle centinaia e delle decine di metri.

Quando infatti si passa dalla gamma delle onde decametriche a quella delle onde metriche si hanno dei mutamenti caratteristici nel comportamento dei tubi elettronici; detti mutamenti sono legati ai seguenti fenomeni:

1) accentuata influenza dell'autoinduzione e della mutua induzione dei reofori dei tubi;
2) valore non trascurabile del tempo di transito degli elettroni nel percorso catodo-anodo di fronte al periodo dei segnali applicati tra catodo e griglia;
3) capacità interelettrodiche non trascurabili rispètto a quelle presenti nei circuiti in cui i tubi sono inseriti;
4) fruscio di valvola non trascurabile rispetto quello dei circuiti d'entrata.

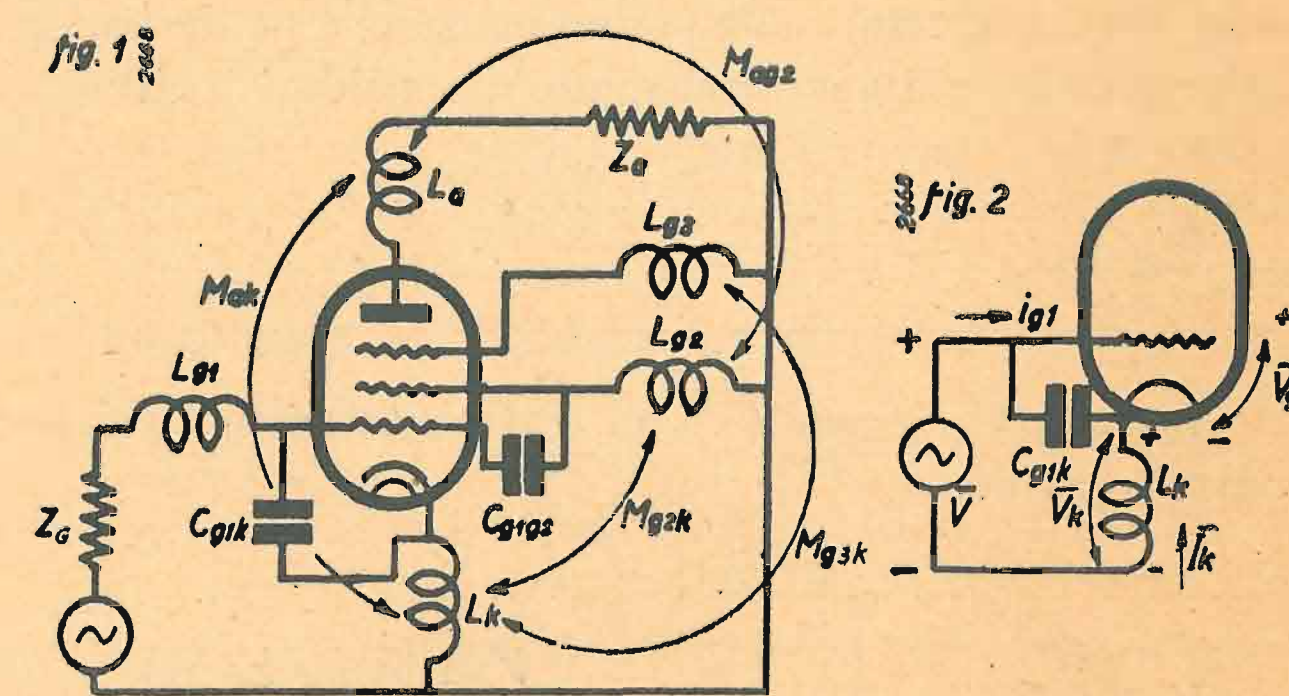
I primi due fenomeni hanno gli stessi effetti, fra i quali il più importante è un abbassamento dell'impedenza d'entrata equivalente all'aggiunta di una resistenza ohmica e di una capacità in parallelo ai reofori di griglia controllo e catodo: la resistenza risulta inversamente proporzionale al quadrato della frequenza, mentre la capacità risulta indipendente da essa; questi poi dipendono entrambi dalla carica spaziale e sono nulli per flusso elettronico nullo. Per poter scegliere fra i tubi presenti sul mercato quelli più adatti per l'impiego su apparati od onda metrica è necessario valutare quale sia l'entità dei fenomeni suaccennati e quale importanza essi abbiano nel funzionamento o sull'efficienza dei tubi stessi. Facciamo perciò un esame più approfondito dei fenomeni in parola. Consideriamo senz'altro il caso più comune, e del resto più generale, di impiegare dei pentodi.

Consideriamo in primo luogo l'influenza dell'autoinduzione dei reofori di una valvola nonchè quella dell'induzione mutua fra i medesimi.

Ammesso di dover tener conto delle suddette autoinduzioni ed induzioni mutue dei reofori, la valvola assume uno schema equivalente del tipo segnato in figura 1.

Nelle valvole normali queste induttanze hanno valori dell'ordine dei 0,05 μ H, le capacità interelettrodiche sono dell'ordine dei 5 pF, cosicchè la frequenza di risonanza propria assume normalmente un valore superiore ai 300 MHz; quindi nel campo delle onde metriche ci troviamo ancora lontani dalla risonanza. Ne segue che fenomeni dovuti alla risonanza non sono da tener in conto. Restano come principali i fenomeni conseguenti alle d. d. p. prodotte ai capi dei rispettivi reofori dalle correnti RF anodiche, di griglia schermo e di catodo, nonchè alle tensioni da esse indotte sui reofori adiacenti.

Poichè nel campo delle onde metriche le reattanze induttive dei reofori sono dell'ordine delle decine di ohm, le suddette tensioni non sono più trascurabili.

Le più importanti conseguenze di tale fatto sono: alterazione dell'ammettenza d'entrata, dell'ammettenza d'uscita, delle ammettenze mutue e dell'ammettenza di reazione.

Posto ciò risulta evidente che nei riguardi dell'ammettenza d'entrata avranno importanza:

a) la corrente attraverso la capacità « griglia controllo-catodo » dovuta alle tensioni RF esistenti ai capi dell'induttanza catodica;
b) le correnti attraverso la capacità « griglia controllo-catodo » e la capacità « griglia controllo-griglia schermo » dovuta all'esistenza di tensioni RF ai capi dell'induttanza di griglia;

c) la corrente attraverso la capacità « griglia controllo-griglia schermo » dovuta all'esistenza di tensioni ai capi dell'induttanza di griglia schermo.

Alla stessa maniera nei riguardi dell'ammettenza d'uscita avranno importanza quelle tensioni che esistendo ai capi delle induttanze dei vari reofori producono correnti attraverso le capacità esistenti tra l'anodo e gli altri elettrodi; per le ammettenze mutue avranno importanza le tensioni esistenti ai capi dell'induttanza catodica.

Riguardo l'ammettenza di reazione, e cioè al trasferimento di energia reattiva dall'anodo alla griglia controllo, la sua dipendenza dai parametri considerati è alquanto complessa e ad essa accenneremo più oltre.

Prendiamo in esame l'ammettenza d'entrata, di gran lunga più importante rispetto alle altre. L'effetto dell'induttanza anodica rientra nel fenomeno di reazione e viene perciò considerato a parte; l'induttanza della griglia di soppressione è praticamente priva di effetto per la bassa capacità esistente tra la griglia di soppressione e la prima griglia.

L'induttanza catodica, percorsa dalla notevole corrente RF. catodica, fa scorrere una sensibile corrente attraverso la capacità « griglia controllo-catodo ».

Le tensioni mutue indotte sull'induttanza catodica, su quella di griglia controllo e di griglia schermo dalle correnti anodiche, catodiche e di griglia schermo producono pure esse sul reoforo di griglia delle correnti non trascurabili.

Per non dilungarci eccessivamente su un argomento così complesso, calcoleremo in particolare ed a scopo dimostrativo come la tensione prodotta ai capi dell'induttanza catodica dalla corrente che la percorre determini una variazione della capacità d'entrata ed una sensibile conduttanza ohmica tra griglia e catodo. In quanto agli effetti dell'induttanza di griglia schermo e delle mutue induzioni ci limiteremo ad accennare al loro ordine di grandezza e alle conseguenze che ne derivano.

Per il calcolo dianzi accennato si consideri il circuito in fig. 2 nel quale risulta:

$$\bar{V}_{g1} = \bar{V} - \bar{V}_k$$

$\bar{V}_k = j\,\omega\,L_k\,\bar{I}_k$ (ove si trascura $\bar{I}_{g1}$ rispetto ad $\bar{I}_k$)

$\bar{I}_k = S_k\,\bar{V}_{g1}$ essendo S_k la trasconduttanza « griglia controllo-catodo ».

$$\bar{V}_{g1} = \bar{V} - j\,\omega\,L_k\,S_k\bar{V}_{g1}$$

$$\bar{V}_{g1} = \frac{\bar{V}}{1 + j\,\omega\,L_k\,S_k} = \frac{\bar{V}(1 - j\,\omega\,L_k\,S_k)}{1 + \omega^2\,L^2_k\,S_k^2}$$

$$\bar{I}_{g1} = V_{g1}\,j\,\omega\,C_{g1k} = \frac{\bar{V}}{1 + \omega^2\,L^2_k\,S^2_k}(j\,\omega\,C_{g1k} + \omega^2\,L_k\,S_k\,C_{g1k})$$

$$\bar{Y}_e = \frac{\bar{I}_{g1}}{\bar{V}} = j\,\omega\,\frac{C_{g1k}}{1 + \omega^2\,L_k^2\,S_k^2} + \omega^2\,\frac{L_k\,S_k\,C_{g1k}}{1 + \omega^2\,L_k^2\,S^2_k} \quad [1]$$

Analizzando l'espressione di $\bar{Y}_e$ vediamo come l'ammettenza di entrata conseguente alla tensione prodotta ai capi di L_k *dalla corrente* RF $\bar{I}_k$, è costituita da una parte capacitiva di valore inferiore a quello C_{g1k} presentato alle frequenze basse e da una parte ohmica approssimativamente proporzionale al quadrato della frequenza e crescente con L_k, C_{g1k} ed S_k (infatti $\omega^2\,L^2_k\,S^2_k \ll 1$ per le frequenze in esame).

Questa conduttanza ohmica è molto importante, poichè raggiunge spesso valori dell'ordine di parecchie centinaia di μ-mho e provoca un notevole smorzamento del circuito d'entrata.

Dello stesso tipo, ma alquanto più modesti, sono gli effetti sull'ammettenza d'entrata dovuti alle tensioni indotte dalla corrente catodica sull'induttanza di schermo e dalle correnti anodiche e di griglia schermo sull'induttanza di griglia controllo.

Al contrario le tensioni indotte dalla corrente di griglia schermo e da quella anodica sull'induttanza catodica, dalla corrente anodica sull'induttanza di griglia schermo, dalla corrente catodica sull'induttanza di griglia controllo nonchè quella prodotta ai capi dell'induttanza di griglia schermo dalla stessa corrente di schermo, danno luogo ad una conduttanza ohmica d'entrata negativa. Esse riducono perciò l'effetto della tensione $\bar{V}_k = j\,\omega\,L\bar{I}_k$ sopra considerato, cioè riducono lo smorzamento del circuito d'entrata: questa riduzione però è di modesta entità, anzi praticamente trascurabile.

* * *

In ugual maniera si dimostra la presenza di un aumento dell'ammettenza d'uscita la quale viene ad essere alquanto maggiore dell'inverso della resistenza interna presentata dal tubo alle frequenze più basse, pur rimanendo sempre molto minore dell'ammettenza d'entrata.

Il termine più importante per l'aumento dell'ammettenza d'uscita è dato da una conduttanza ohmica inserita tra placca e catodo, avente il valore:

$$\frac{1}{R_u} = \omega^2\,S_a\,C_{g3a}\,.\,M_{g3k} \quad [2]$$

ove: S_a è la trasconduttanza « griglia controllo-anodo » del tubo; C_{g3a} è la capacità tra anodo e griglia di soppressione; M_{g3k} è l'induttanza mutua tra catodo e griglia di soppressione.

A mezzo della capacità interna « anodo-catodo » (normalmente molto piccola) la tensione ai capi dell'induttanza catodica aggiunge un termine similare.

La mutua « anodo-catodo » produce invece attraverso la capacità « anodo-catodo » ed « anodo-griglia schermo » una conduttanza negativa che compensa in parte le prime due.

* * *

L'ammettenza mutua principale cioè quella tra griglia controllo e anodo, che alle frequenze basse è costituita da una semplice conduttanza ohmica S_a (trasconduttanza g_1-a), a queste frequenze assume natura complessa e più precisamente si arricchisce di una parte reattiva pressochè uguale a $j\,\omega\,L_k\,S_a^2$ oltre naturalmente il termine $j\,\omega\,C_{ag1}$ che nei pentodi è assolutamente trascurabile.

L'ammettenza di reazione è influenzata dalle induttanze e dalle mutue induzioni dei reofori in maniera alquanto complessa; esprimendo in forma di capacità diremo che alla capacità anodo-griglia controllo C_{ag1} costituente l'ammettenza di reazione alle BF si sostituisce una capacità $C'_{ag1} = C_{ag1} - \omega^2 K$ in cui la costante è prevalentemente influenzata dal valore dell'induttanza di griglia schermo, e dalla capacità « griglia controllo-griglia schermo ». In conclusione il circuito equivalente del tubo considerato come quadripolo presenta un aspetto come indicato in fig. 3.

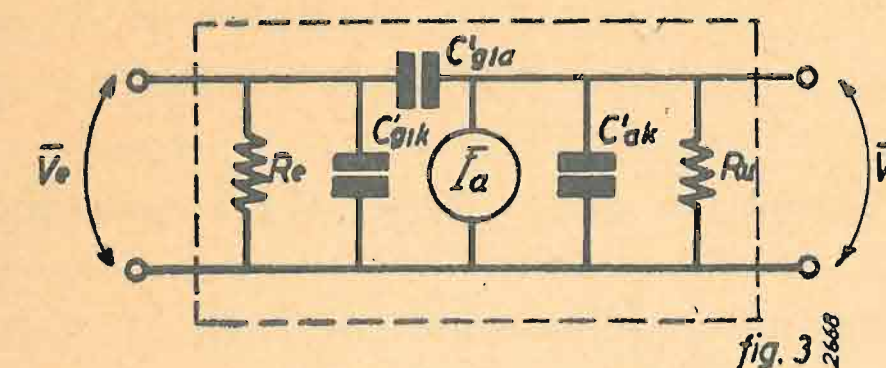



fig. 3

* * *

Passiamo ora a considerare gli effetti del tempo di transito che si possono studiare ricordando che una carica elettrica elementare in moto tra due superficie conduttrici a differente potenziale induce nel collegamento delle superficie stesse una corrente espressa dalla formula:

$$i = -q\,\frac{V}{d} \quad [3]$$

in cui q è la carica in movimento, V la sua velocità, d la distanza delle superficie conduttrici. In base a considerazioni che qui non riportiamo risulta che allorchè il tempo di transito è trascurabile rispetto al periodo della modulazione della corrente elettronica, l'effetto complessivo delle cariche in moto nell'interno di una valvola è tale che nei circuiti di griglia (purchè la griglia sia negativa rispetto al catodo) non scorre praticamente corrente in fase con il segnale applicato. Più precisamente nel circuito di griglia, a causa del tempo di transito, scorre sempre, qualunque ne sia la frequenza in gioco, una corrente, costituita da due parti, una in quadratura in anticipo e proporzionale alla frequenza del segnale applicato, l'altra in fase e proporzionale al quadrato della frequenza. La prima corrisponde ad una capacità aggiunta in parallelo a quella esistente tra griglia e catodo a valvola spenta: ne segue che in funzionamento la valvola ha una capacità d'entrata (capacità a caldo) maggiore che non quando è spenta od interdetta. Si noti che la capacità da aggiungere a caldo dipende dalla corrente spaziale in transito e perciò dal potenziale base della griglia controllo. La seconda parte, e cioè la corrente in fase, rappresenta una conduttanza in parallelo al tratto griglia controllo-catodo » proporzionale al quadrato della frequenza (f^2) e con effetti uguali a quelli conseguenti alle induttanze finite dei reofori. Questa corrente, proporzionale a f^2 è trascurabile alle frequenze basse e passa perciò inosservata, non così invece alle frequenze dell'ordine delle decine di MHz, per le quali dà origine a conduttanze dell'ordine dei $10 \div 10^3$ μmho.

A causa del non trascurabile tempo di transito, si aggiungono a questo altri fenomeni.

1) Abbassamento della resistenza interna dei tubi per cause analoghe a quelle dell'innalzamento della conduttanza di entrata.

2) Alterazione della conduttanza mutua griglia controllo-placca » con il sorgere di parametri reattivi per un comprensibile fenomeno di sfasamento tra corrente alternata anodica e tensione alternata di griglia.

3) Alterazione della reazione « anodo-griglia controllo » analoga a quella della conduttanza mutua.

Un'analisi approfondita e matematica di tutti questi fenomeni risulta molto complessa ed esulerebbe dal tema del presente lavoro. Ci accontenteremo perciò di riportare le formule principali ed accennare agli ordini di grandezza.

Per valutare il valore della conduttanza ohmica di ingresso aggiunta in parallelo al circuito di entrata conseguentemente al valore non trascurabile del tempo di transito si può impiegare la formula:

$$\frac{1}{R_e} = \omega^2\,.\,S_a\,.\,\tau_{kg1}\,.\,f \quad [4]$$

che appare (pag. 209) del trattato « Moderne Mehrgitter-Elektronenrohren » ed. 1940 di O. Strutt.

In esse:

ω = pulsazione in sec^{-1}

S_a = mutua conduttanza « griglia controllo-anodo » in A/V

τ_{kg1} = tempo di transito (espresso in secondi dal catodo alla griglia controllo)

f = coefficiente di correzione, che dipende dalle tensioni in gioco e dalla geometria del tubo.

L'ordine di grandezza della conduttanza d'entrata aggiunta per effetto del tempo di transito non è molto diverso da quello della conduttanza aggiunta per effetto della conduttanza catodica per quanto generalmente inferiore. Del resto ambedue influiscono allo stesso modo sullo smorzamento dei circuiti ai quali sono in parallelo. Dalle formule risulta poi che questa influenza aumenta enormemente all'aumentare della frequenza. Per dare un'idea concreta delle imponenti variazioni di detto smorzamento diremo qui che la resistenza d'ingresso del normale pentodo 6J7 G che è di 21 MΩ a 1 MHz, scende a 21000 Ω a 50 MHz e diventa eguale a soli 2100 Ω alla frequenza di 100 MHz.

Riportiamo infine un'espressione che ci permette di constatare come il tempo finito di transito abbia influenza sull'ammettenza mutua dei tubi. Infatti detto tempo di transito altera la relazione di fase tra la tensione alternata di griglia e la corrente anodica. Tale rotazione di fase φ è data dalla:

$$\varphi = -\omega\left(\frac{11}{30}\,\tau_{kg1} + \tau_{g1\,g2} + \tau_{g2\,g3} + \frac{2}{3}\,\tau_{g3\,a}\right), \quad [5]$$

ove

τ_{kg1} è il tempo di transito tra catodo e griglia controllo

$\tau_{g1\,g2}$ è il tempo di transito tra griglia controllo e griglia schermo

$\tau_{g2\,g3}$ è il tempo di transito tra griglia schermo e griglia di soppressione

τ_{g3a} è il tempo di transito tra griglia di soppressione ed anodo.

* * *

Dopo lo studio sui fenomeni causati dall'autoinduzione e mutua induzione dei reofori e quelli dovuti al tempo di transito non trascurabile noteremo che le capacità non trascurabili delle valvole normali possono talvolta impedire il loro uso. Può infatti accadere che, per frequenze abbastanza elevate, le capacità d'entrata e d'uscita siano già di per se stesse maggiori di quelle necessarie per la realizzazione dei relativi circuiti accordati. E' evidente perciò l'opportunità di avere capacità interelettrodiche molto piccole, specie quelle che, sommate, costituiscono la capacità d'entrata e la capacità d'uscita del tubo amplificatore. Oltre ad esser piccole, dette capacità devono evidentemente essere particolarmente costanti, infatti una variazione percentuale del loro valore avrà massima influenza nelle onde metriche, data la piccola capacità dei circuiti risonanti impiegati.

Già abbiamo visto che la capacità d'entrata varia al variare della polarizzazione; è opportuno quindi che questa variazione sia in valore assoluto quanto più piccola possibile.

Anche la conduttanza d'entrata, in quanto dipende da S_k (vedi [1]), varia al variare della polarizzazione e con essa varia quindi lo smorzamento e la selettività del circuito risonante collegato alla griglia controllo.

L'impiego, generalmente necessario, del CAV, variando la polarizzazione della griglia controllo, dà luogo ad entrambi detti fenomeni. Fortunatamente, opportuni artefici (degenerazione con resistenze ohmiche di poche decine di ohm inserite sul catodo, controllo a mezzo della tensione CAV della g_3 assieme alla g_1 etc., permettono di contenere sensibilmente tali difetti.

* * *

Passiamo ora a considerare il tubo quale generatore di « fruscio ».

L'argomentazione riguarda solo i tubi riceventi. Infatti l'apporto di fruscio dovuto al 1° tubo è una delle cause principali limitanti la sensibilità dei radioricevitori in questo campo d'onda.

Per poter scegliere opportunamente le valvole riceventi in considerazione al « fruscio » da loro prodotto risulta opportuno analizzare attentamente le relazioni esistenti tra esso ed i parametri caratteristici del tubo, onde valutarne il valore.

Prima di ciò però, per meglio inquadrare lo studio vogliamo ricordare le principali cause che contribuiscono a costituire un certo livello di rumore ai capi del carico anodico della 1ª valvola:

1) radiazione fluttuante dell' atmosfera, considerata come « corpo nero » avente una determinata temperatura e compreso tra la terra e gli strati ionizzati.
2) Agitazione termica degli elettroni contenuti nel circuito accordato di entrata.
3) Agitazione termica del gas elettronico nel tubo di entrata.
4) Irregolarità dell'emissione catodica.
5) Correnti di dispersione attraverso i materiali isolanti.

Per $f > 1$ MHz le cause nominate al N. 4 e N. 5 danno un contributo trascurabile rispetto alle prime 3.

Fra le prime tre, per $f < 30$ MHz, predomina nettamente la seconda, mentre per frequenze > 30 MHz, cioè nella gamma delle onde metriche il contributo è a pari merito e diventa perciò importante la scelta del tubo.

In primo luogo ricordiamo che per valutare la tensione che si determina ai capi di una resistenza per effetto dell'agitazione termica del gas elettronico contenuto, s'impiega la formula:

$$\overline{U} = \sqrt{4 K T R \Delta f} \qquad [6]$$

ove:

Δf = banda di frequenza utile

$\overline{U}$ = valore efficace della tensione in volt

K = costante di Boltzmann = $1{,}37 \cdot 10^{-23}$ joule/grado

R = resistenza dell' elemento considerato, rispettivamente impedenza di risonanza del circuito accordato

T = temperatura assoluta dell'elemento considerato.

Questa tensione è chiamata « tensione di rumore ».

A mezzo di tale formula si può calcolare la tensione di fruscio esistente ai capi di un qualsiasi conduttore metallico, nonchè ai capi della resistenza dinamica del circuito accordato di entrata. La stessa servirà a definire la « resistenza equivalente di fruscio » di un tubo elettronico. Si intende per resistenza equivalente di fruscio quella resistenza che inserita tra catodo e griglia di una valvola ideale avente uguali caratteristiche di quella considerata ma priva di rumore, produrrebbe sulla corrente anodica di questa una componente di rumore uguale a quella esistente nella valvola reale.

Stabilito ciò passiamo a considerare il rumore proprio dei tubi elettronici, che si può ascrivere ad un fenomeno di agitazione termica.

Il fruscio generato in un tubo elettronico è dovuto essenzialmente all'irregolarità del flusso elettronico che investe la placca. Tale irregolarità dipende da:

a) discontinuità della carica elettrica
b) agitazione termica della quale sono affette le particelle discrete di carica.

Potendo il tubo essere considerato come un resistore unidirezionale, avente una determinata temperatura, che è quella del gas elettronico, ed una data resistenza che è quella interna Ri, possiamo applicare la [6] per il calcolo della tensione anodica di fruscio:

$$\overline{U}^2 = \frac{4 K T \Delta f}{2} Ri \qquad [7]$$

L'unidirezionalità del tubo c'impone di dividere i risultati per due come appare nella espressione sopra riportata.

Questa relazione si può applicare in pieno nel caso del diodo saturato, in quanto che la temperatura del gas elettronico è eguale a quella del catodo.

Ciò non è più valevole per valvole non saturate ed in particolare per il pentodo, per effetto dell'esistenza di cariche spaziali tra catodo e placca. Precisamente la carica spaziale tra catodo e griglia determina un rallentamento dell'agitazione degli elettroni e perciò un forte raffreddamento.

Questo fenomeno detto « congelamento del gas elettronico » è molto utile perchè diminuisce la tensione di fruscio nei tubi.

Nell'espressione della tensione anodica di fruscio bisogna tener conto di questo congelamento mediante opportuno « fattore di attenuazione » F.

Dal « *Elektronenröhren Als Anfangsstufen Verstärker* » ed 1940 riportiamo un grafico (fig. 4) tracciato dal Rothe e dal Kleen ove è possibile conoscere il valore di F in funzione del rapporto

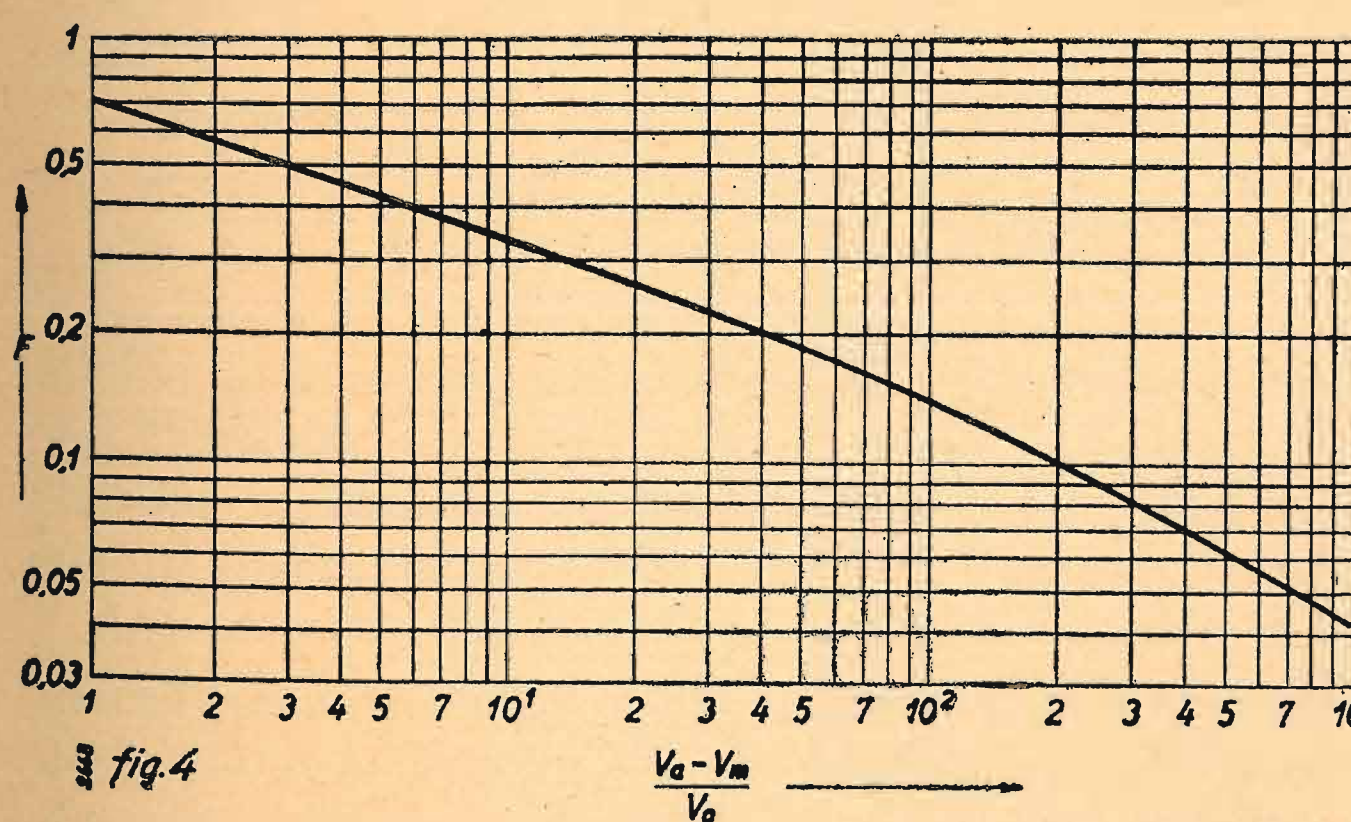
$$\frac{Va - Vm}{Vo}$$

ove:

V_o è la velocità media degli elettroni per effetto della temperatura assoluta T del catodo, misurato in volt;

V_m è il potenziale di estrazione;

V_a è il potenziale anodico.

fig. 4

Per la valutazione di V_o e di V_m si può tener conto che:

$V_o = \frac{eK}{T}$ ove $e = 1{,}59 \cdot 10^{-19}$ coulomb = carica dell'elettrone

$K = 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ joule/grado = costante di Boltzmann

T = temperatura assoluta del gas = ~ 1200°

V_m = 1,5 volt per catodi di torio

V_m = 1,8 volt per catodi di calcio e di stronzio.

Introducendo il fattore F nell'espressione [7] si ottiene:

$$\overline{U}^2 = 2 F^2 K T \Delta f \, Ri \qquad [8]$$

Oltre all'effetto raffreddante fra catodo e griglia controllo bisogna considerare quello riscaldante dovuto alla griglia schermo e all'emissione secondaria di placca, che causano una disorganizzazione nel moto degli elettroni.

Si tiene conto di ciò introducendo un certo incremento ΔF del fattore di correzione.

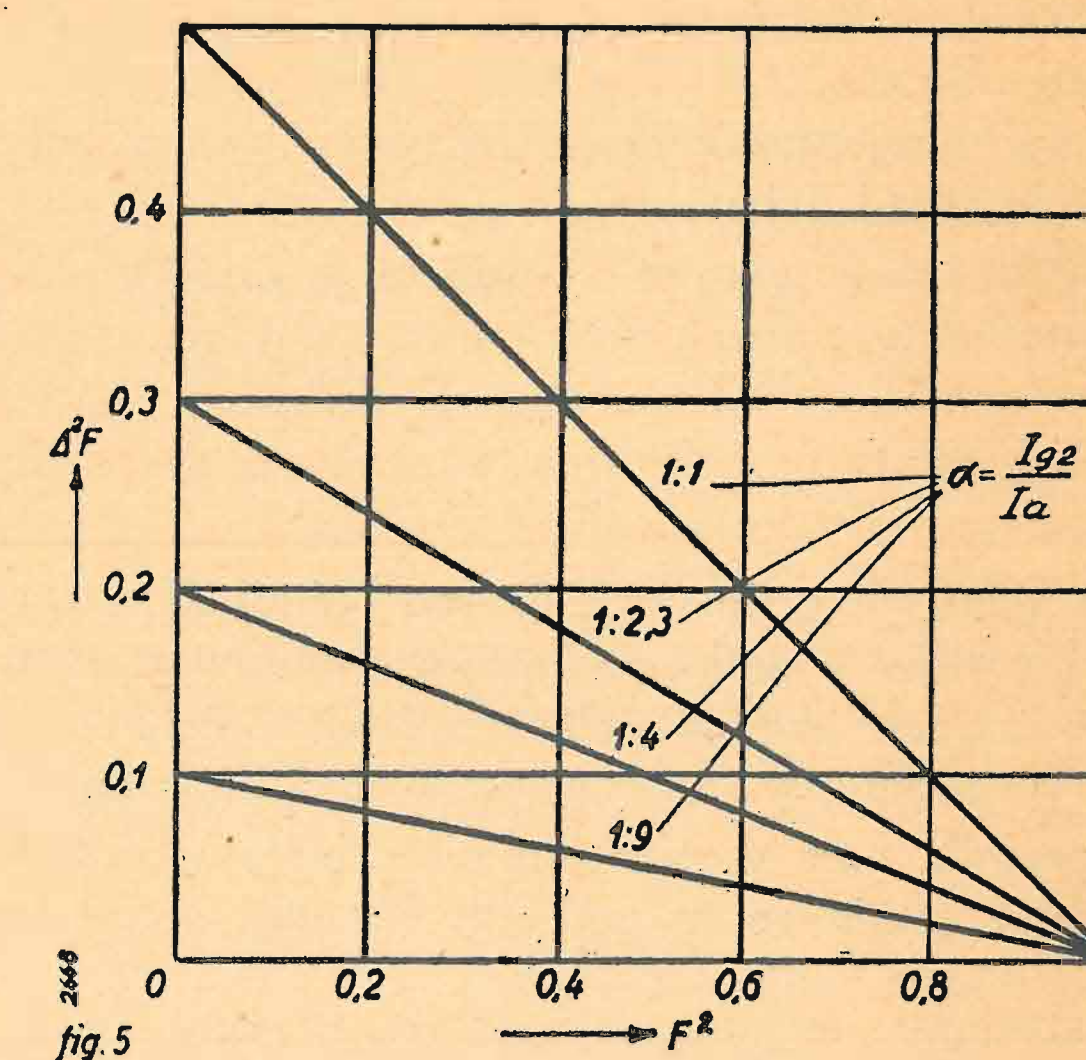



fig. 5

Il suo valore in funzione di F si può ottenere dal grafico (fig. 5) riportato dal sopracitato volume di Rothe e Kleen; esso è dato dalla:

$$\Delta^2 F = \alpha (1 - F^2) \qquad [9]$$

In essa $\alpha = I_{g2}/I_a$ è il rapporto tra la corrente di griglia schermo e quella di anodo.

Si ha allora

$$\overline{U}^2 = 2 (F^2 + \Delta^2 F) K T \Delta f \, Ri \qquad [10]$$

Sapendo che KT rappresenta, per la teoria cinetica dei gas, l'energia cinetica di una particella, possiamo scrivere

$$KT = e V_o \qquad [11]$$

ove:

e = carica dell'elettrone = $1{,}59 \cdot 10^{-19}$ coulomb

V_o = velocità media d'uscita degli elettroni dal catodo in volt, per cui

$$\overline{U}^2 = 2 (F^2 + \Delta^2 F) e V_o \Delta f \, Ri.$$

Dividendo la $\overline{U}^2$ per R_i^2 otteniamo il quadrato della corrente anodica di fruscio, cioè, estratta la radice, il valore efficace della componente fluttuante della corrente anodica media.

$$\frac{\overline{U}^2}{R_i^2} = \frac{2(F^2 + \Delta^2 F) e V_o \Delta f}{R_i} = \overline{I}^2_{af}$$

La I^2_{af} può considerarsi causata da una tensione fluttuante V_{gf} fittizia agente sulla griglia controllo, la quale, se S_a è la conduttanza mutua, risulta data da:

$$\overline{V}_{gf} = \frac{\overline{I}_{af}}{S}$$

da cui

$$\overline{V}^2_{gf} = \frac{2(F^2 + \Delta^2 F) e V_o \Delta f}{R_i \cdot S_a^2} \qquad [12]$$

Stabiliamo ora la definizione della « resistenza equivalente di fruscio R_{aeq} » che è quella resistenza che posta in serie la griglia, dà luogo ad una componente fluttuante $\overline{I_{at}}$ della corrente anodica uguale a quella esistente per agitazione elettronica nell'interno del tubo. Essa può essere dedotta dalla relazione:

$$\overline{V^2_{ef}} = 4\,K\,T_o\,R_{aeq}\,\Delta f = \frac{2(F^2 + \Delta^2 F)\,e\,V_o\,\Delta f}{R_i\,S_a^2} \qquad [13]$$

con T_o = temperatura media ambiente: 300 gradi K.
Dalla [13], [11] e [9]):

$$R_{aeq} = \frac{(F^2 + \Delta^2 F)\,T}{2\,T_o\,R_i\,S_a^2} = \frac{[F^2 + \alpha\,(1 - F^2)]\,T}{2\,T_o\,R_i\,S_a^2}$$

in cui, come si sa, $\alpha = \dfrac{I_{g2}}{I_a}$

Dalla quale si vede come la R_{aeq} diminuisce fortemente al crescere della conduttanza mutua anodica e della resistenza interna della valvola: poichè questa cresce al diminuire della corrente continua anodica, si comprende come la tecnica si sia orientata verso tubi che hanno pendenze le più alte possibili con la minima corrente anodica.

Risulta inoltre opportuno fare l' α il più basso possibile, per la qual ragione si è adottata per le onde metriche il tipo a fascio con la griglia schermo nell'ombra elettronica di quella di controllo, il che riduce fortemente la corrente della griglia schermo e riduce gli effetti dell'emissione secondaria.

* * *

Da tutto quanto è stato esposto si desumono facilmente le proprietà che debbono avere i tubi termoionici affinchè risulti soddisfacente il loro impiego nel campo delle onde metriche.

Esse possono essere fissate come segue:

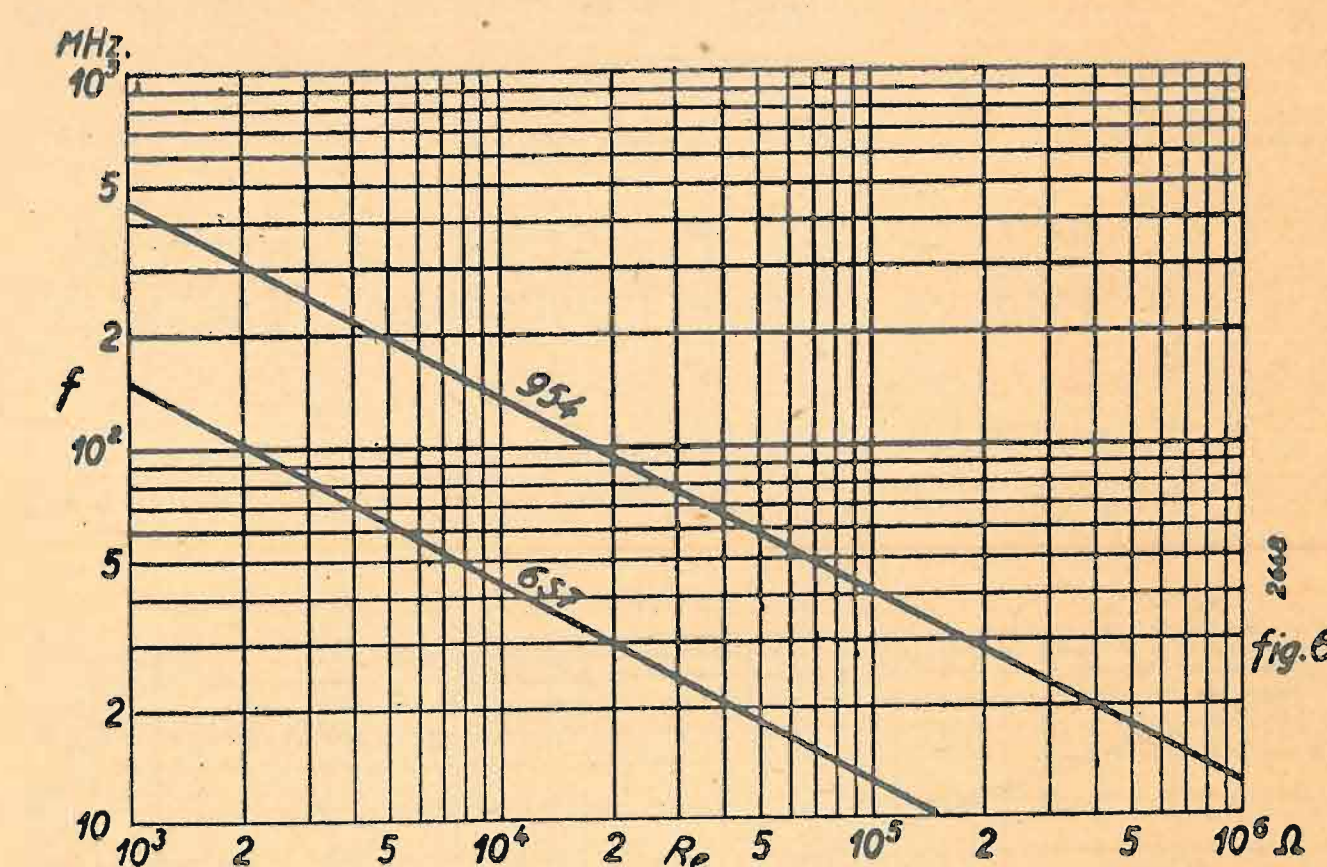
1) Minimo valore delle induttanze e delle mutue dei reofori: si tenga però presente che fino a 100 MHz interessa esclusivamente la L_k del catodo.
2) Minimo tempo di transito degli elettroni negli spazi interelettrodici e quindi massima riduzione delle dimensioni degli elettrodi, massimo loro avvicinamento e, a parità di dimensioni, massimo valore possibile delle tensioni acceleratrici.
3) Minimo valore delle capacità interelettrodiche.
4) Minima variazione della capacità d'ingresso al variare della carica spaziale.
5) Minima perdita nei reofori, tenuto conto dell'importanza che può assumere l'effetto pellicolare, e quindi reofori brevi, grossi, di materiale altamente conduttore e di piccola permeabilità magnetica.
6) Massima pendenza, minima corrente di placca e basso valore del rapporto fra corrente di schermo e corrente di placca.

Tutte queste proprietà non sono facilmente conciliabili fra loro. Tuttavia la tecnica moderna ha saputo fabbricare tubi speciali che praticamente rispondono ai requisiti richiesti e che bene si prestano ad esser impiegate nel campo delle onde metriche. Passeremo brevemente in rivista questi tipi di valvole.

VALVOLE GHIANDA O BOTTONE.

Furono create in conformità al criterio di spingere al limite estremo la riduzione delle dimensioni e delle distanze dei vari elettrodi e di raccorciare al massimo i reofori di adduzione. Questi furono fatti uscire radialmente dall'involucro di vetro e fu loro affidata anche la funzione di terminali di contatto, così da evitare l'applicazione di uno zoccolo.

Le dimensioni ridotte degli elettrodi permettono di diminuire la durata del percorso elettronico mentre la speciale sistemazione dei reofori riduce di molto il valore delle induttanze parassite sia proprio che mutue. Ne consegue un valore molto elevato delle resistenze d'ingresso e d'uscita che permette un buon impiego di questi tubi nel campo delle onde metriche, il che non è ottenibile con le valvole normali.

La diversità di comportamento nei riguardi dell'ammettenza d'ingresso di un pentodo ghianda 954 rispetto al normale pentodo 6J7 è chiaramente visibile nel grafico di fig. 6. A questi favorevoli valori dell'ammettenza presentati dalle valvole ghianda fa generalmente riscontro però una resistenza equivalente al fruscio abbastanza elevata (~ 6000 ÷ 8000 Ω).

Ciò è dovuto al basso valore della mutua conduttanza anodica dovuto appunto alle dimensioni ridotte degli elettrodi. Fra le valvole « ghianda » segnaliamo le valvole 954, 955, 956, 957, 958, 959 della RCA e le E1C, E1F, E2F, D1C, D2C della Philips.

VALVOLE A PENDENZA ELEVATISSIMA.

Servono per lo più in ricevitori ed amplificatori per televisione e cioè a banda larga: per tale impiego è necessario che esse presentino un valore molto basso di resistenza equivalente al fruscio ed una notevole mutua conduttanza, detta comunemente pendenza. Infatti in tali montaggi le impedenze di carica sono necessariamente molto basse. Dette valvole sono state create seguendo il criterio di costruire tubi con elettrodi di dimensioni normali, ma tali da permettere il raggiungimento di pendenze elevatissime di circa 10 mA/V però con correnti anodiche e di griglia schermo relativamente ridotte e capacità interelettrodiche normali.

Per mantenere elevata l'impedenza di entrata si è provveduto ad una particolare costruzione meccanica che ha permesso di ridurre al massimo le dimensioni dei reofori di adduzione: più precisamente si è abbandonata la struttura dei tubi classica per le normali frequenze, e si è sostituito al supporto rientrante di vetro ed allo zoccolo un fondello piatto di vetro attraversato normalmente dai reofori di adduzione, disposti a corona secondo le generatrici di un cilindro.

Il complesso degli elettrodi nell'interno della valvola è sostenuto dai reofori stessi i quali, essendo sufficientemente grossi e rigidi, possono costituire i terminali di contatto; si elimina così la necessità di uno zoccolo.

Con elettrodi montati assai bassi rispetto al fondello si ottengono reofori corti il che riduce di molto il valore delle induttanze parassite.

Contemporaneamente si è aumentato il valore della pendenza seguendo due diversi artifizi tecnici:

a) mediante un aumento della superficie emittente del catodo;

b) riducendo al massimo la distanza griglia-catodo ed infittendo le maglie della griglia.

Furono così creati le valvole 609 Fivre, AF 100 Telefunken, 1851, 1852, 1853 RCA, EF 50 Philips, nonchè tutta una serie di valvole Sylvania.

Per ottenere valvole con impedenza di entrata paragonabile a quella delle valvole ghianda, pur mantenendo elevate caratteristiche di pendenza e di resistenza equivalente al fruscio, si sono usati particolari accorgimenti. Sono nate così le *valvole doppie* e le *valvole a reofori multipli*. Esse sono valvole di dimensioni normali, con la struttura a fondello, nelle quali si è ottenuto di eliminare quasi totalmente gli effetti dell'autoinduzione del reoforo catodico.

VALVOLE DOPPIE.

Sono state create affiancando in un medesimo bulbo due pentodi identici del tipo precedente (EF 50) e provvedendoli di un reoforo catodico comune.

Le tensioni continue degli elettrodi corrispondenti nei due sistemi sono identiche, le tensioni alternate applicate alle griglie di controllo sono uguali in modulo ma in opposizione di fase. Poichè la somma delle correnti R. F. nella parte comune del circuito catodico risulta nulla, l'induttanza del reoforo di catodo non causa alcun smorzamento nel circuito d'entrata.

Restano solamente gli effetti dovuti alle induttanze delle singole parti emittenti e delle loro connessioni col reoforo comune, e quelli dell'inevitabile squilibrio e del tempo di transito: in complesso effetti molto minori di quelli presentati dalle valvole precedenti.

Usando tali valvole in controfase si ha inoltre il vantaggio che le capacità d'entrata e d'uscita dell'insieme sono uguali alla metà delle capacità di ciascun sistema considerato separatamente; quindi, pur essendo le dimensioni normali, ne derivano capacità non molto maggiori di quelle delle valvole ghianda.

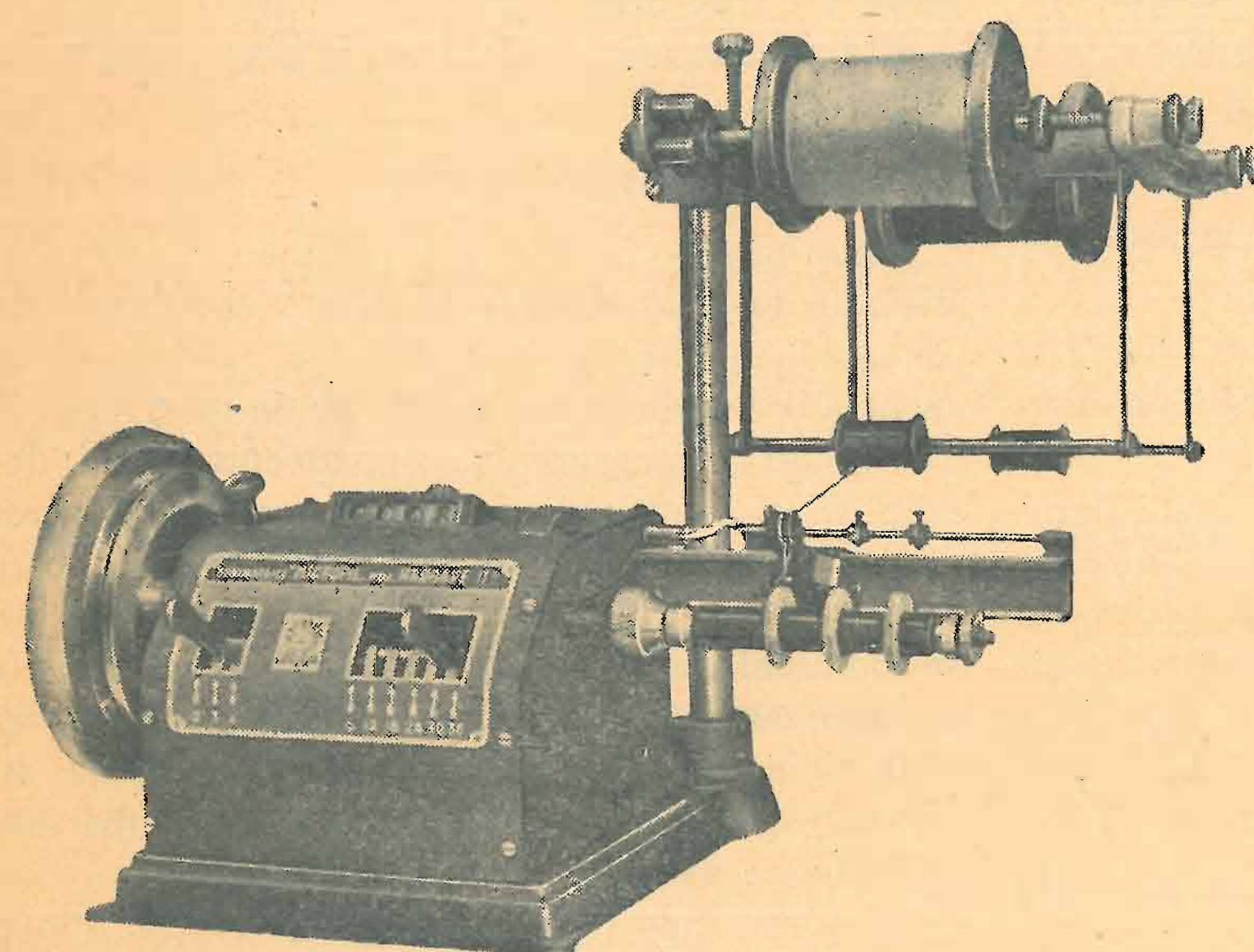
Fra di esse enumeriamo la EFF 50 Philips e la 832 RCA.

VALVOLE CON CATODO DOPPIO.

Sono valvole fornite di un doppio conduttore catodico. In esse la corrente anodica viene fatta ritornare al catodo attraverso uno dei due conduttori catodici mentre il circuito d'entrata si chiude attraverso l'altro; viene così a mancare l'accoppiamento fra i due circuiti, causa principale dello smorzamento d'entrata.

Con opportuno circuito è possibile introdurre uno smorzamento negativo di adatto valore che permette non solo di eliminare simultaneamente il restante smorzamento del circuito d'entrata e d'uscita dovuto all'induttanza del catodo stesso, al tempo di transito ed agli accoppiamenti tra i reofori, ma anche di influenzare favorevolmente la reazione.

Di questo tipo ricordiamo il tubo E F 51 Philips che fino a λ = 1,5 m, dà risultati comparabili a quelli delle valvole doppie a catodo comune e nettamente superiori a quelli delle valvole ghianda.

Il seguito dell'articolo:
dott. ing. M. Gilardini - **Problemi della media frequenza**
verrà pubblicato nel prossimo numero.

La pratica della televisione

(Continuazione dal N. 9-10-11-12/1944)

dott. ing. ALDO APRILE

(2681/16)

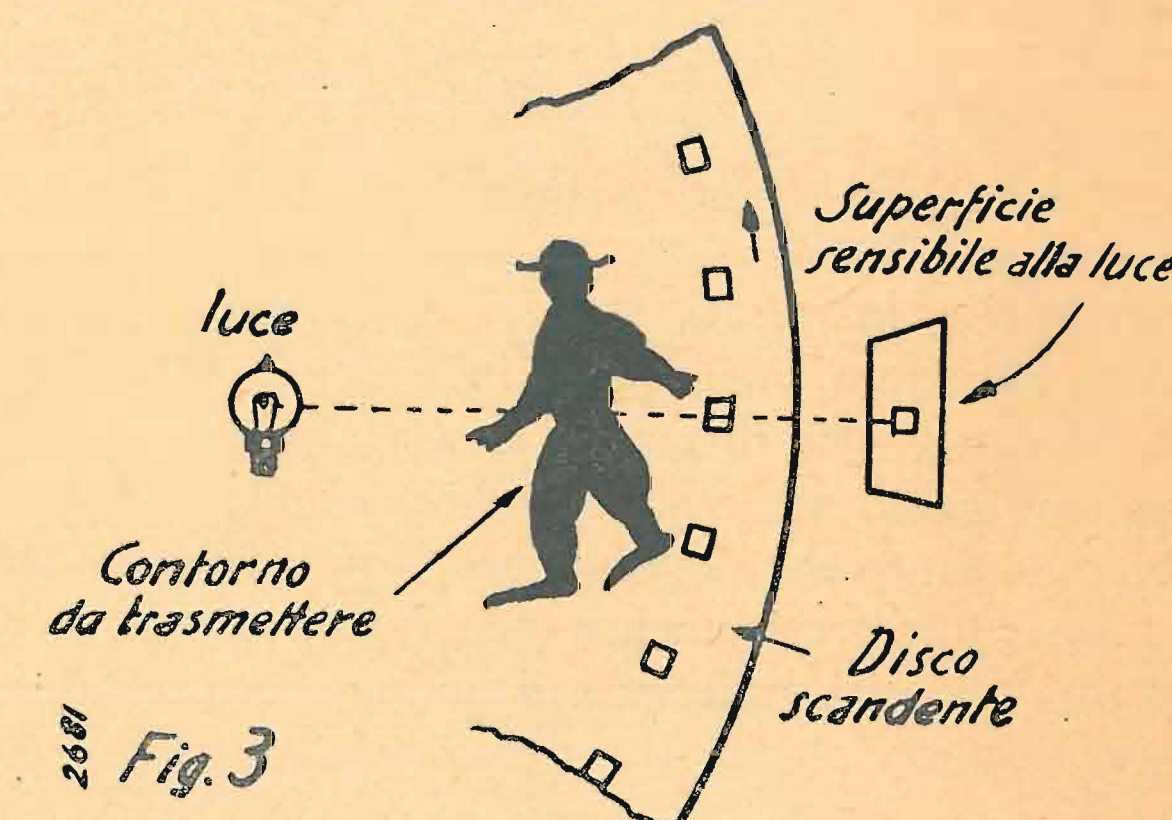
CAPITOLO II

IMPIEGO DI SEMPLICI SISTEMI MECCANICI.

I sistemi che presenteremo in questo capitolo sono andati in disuso, perchè lavoranti con basse definizioni. Tuttavia sarà bene darne un breve accenno, allo scopo di rendere più completa l'esposizione. D'altra parte il lettore potrà ricavarne un giovamento, poichè molti principi che regolano questi complessi a bassa definizione, sono tuttora impiegati in ricetrasmettitori ad elevata definizione.

Della televisione si era intravisto lo sviluppo nei tempi ormai remoti, ma mancavano le basi per imbastire un vero e proprio televisore. Tra un largo stuolo di scienziati lanciati alla ricerca della televisione praticamente realizzabile, balzò imponente la figura del tedesco Nipkow, che, primo tra i primi, inventò un sistema di televisione primordiale, capace di trasmettere in modo molto grossolano alcune fotografie. Il Nipkow, dalla forma rudimentale del primo complesso sperimentale, sarebbe certamente passato a miglioramenti notevoli, se un problema, in quel tempo insolubile, non ne avesse decisamente stroncato ogni tentativo: si trattava di amplificare le debolissime correnti elettriche. E così il televisore di Nipkow restò quale era. Oggi, dopo molti anni cioè da quella lontana epoca, il genio del grande tedesco è ancora magnificato, perchè il metodo seguito dallo scienziato è impiegato ancora largamente nel moderno sviluppo dell'arte della televisione.

Il suo sistema, geniale nell'elaborazione e nell'impiego, è brevemente il seguente: il soggetto che deve venire teletrasmesso è fortemente illuminato da una sorgente luminosa concentratavi; un disco recante alcuni fori di minimo diametro alla periferia, ruotando, è situato tra il soggetto e il complesso registratore. Questi fori sono disposti a spirale, in modo che, in un giro completo del disco, ogni foro ha tracciato idealmente una linea sull'immagine da trasmettere. I fori sono distanziati opportunamente l'uno dall'altro e la misura di tale spaziatura è stabilita in modo che mentre un foro sta raggiungendo la parte inferiore del soggetto, il foro precedente stia uscendo dalla parte superiore di quest'ultimo. Ne consegue che ad ogni foro è adibita la scansione di una linea del soggetto, e tali linee risulteranno strettamente adiacenti l'una all'altra; tale vicinanza dipenderà evidentemente dal passo della spirale, sulla cui traccia sono effettuati i fori. Il soggetto verà così completamente scandito, secondo i dettami discussi nel precedente capitolo.

Questo sistema ideato dal Nipkow si presta molto bene per la trasmissione a distanza di fotografie o di contorni. Praticamente le parti componenti il complesso vengono piazzate in modo che davanti al disco sia sistemata l'immagine da trasmettere, la quale deve essere fortemente illuminata. Dietro il disco viene posta una strisciolina di materiale sensibile alla luce, come può essere ad esempio una cellula al selenio, la quale, a seconda dell'intensità della luce che l'investe, regola la corrente elettrica che l'attraversa. Supponiamo che si voglia trasmettere il contorno di una fotografia, cioè uno di quei cartoncini neri che eseguiscono certi specialisti in tutte le fiere e in tutti i « Luna Park ». Quando il disco scandente ruota, la luce passa attraverso i suoi fori in relazione a quelle porzioni dell'area totale che non sono oscurate dal contorno dell'oggetto

da trasmettere; nessuna luce passerà quando i fori lavoreranno sulle parti interne del contorno, che sono oscurate.

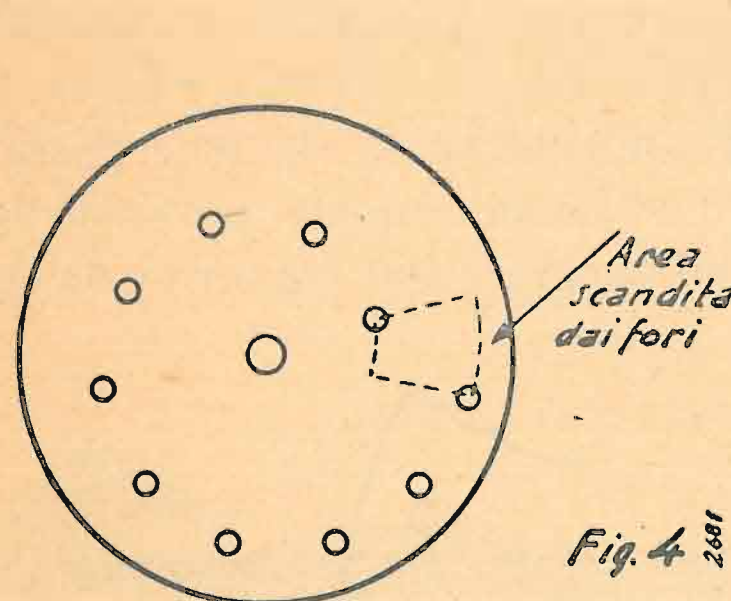
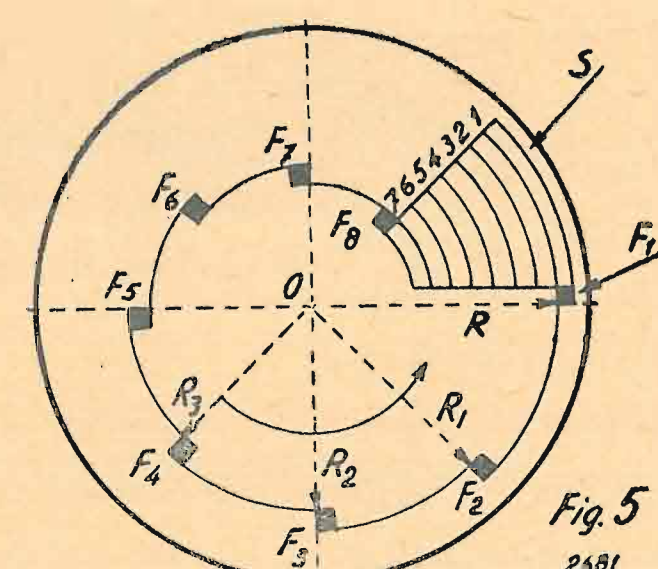
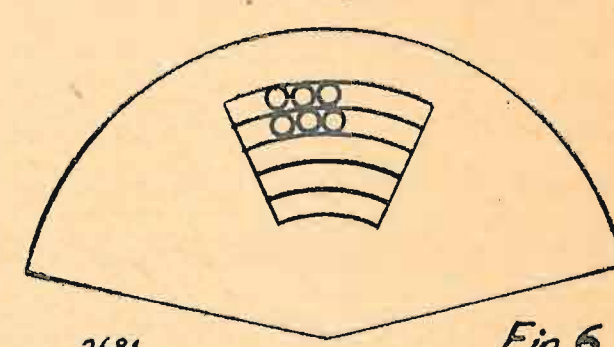
La figura 3, molto schematica e semplice, potrà mostrare chiaramente come avviene la trasmissione del soggetto.

L'IMPIEGO DI LENTI NEL SISTEMA.

Per giungere ad una forma più confortevole di trasmissione, occorre apportare al sistema ora descritto alcuni miglioramenti, tali da rendere più pratici i risultati.

La sorgente luminosa, che nell'esempio precedente si trovava dietro il contorno dell'oggetto da trasmettere (non si trattava infatti che di un contorno di una figura), usualmente viene posta davanti all'oggetto da esplorare, e viene concentrata su quest'ultimo, in modo che una grande quantità di luce ne sia riflessa. L'imma-

gine che viene così osservata, si trova a fuoco sull'apertura del disco, e la luce che attraversa i fori è in questo caso quella riflessa dai singoli punti dell'oggetto, così come avviene nel caso semplice di una immagine vista direttamente dall'occhio umano. In questo caso, infatti, l'oggetto è illuminato da una qualsiasi sorgente di luce e l'occhio ne riceve le impressioni luminose per riflessione. Le parti bianche o chiare dell'immagine riflettono quantità maggiori di luce, la quale provoca una corrente più intensa nella cellula fotoelettrica, che costituisce il relais fotoelettrico. D'altra parte le zone completamente scure del soggetto producono un effetto contrario al punto anche da non generare alcuna corrente elettrica attraverso l'elemento di cellula fotoelettrica. I mezzi toni, cioè i particolari che, pur non essendo chiari, non sono nemmeno scuri (caso del grigio), daranno un conseguente effetto di corrente di valore medio.

Mentre il disco di Nipkow ruota, i suoi fori, a turno continuo, esplorano l'immagine, la quale, idealmente, sarà suddivisa in strette strisce, il cui numero sarà uguale al numero di fori esistenti nella ruota. Tali fori, come si è detto, sono disposti a spirale, quindi ciascuno di essi sarà posto ad una distanza stabilita dal centro del disco, distanza che, logicamente, sarà differente per tutti i fori. Più precisamente ogni foro dista dal centro di una quantità superiore di quanto distava il precedente, distanza che si mantiene costante tra foro e foro adiacenti. Se, ad esempio, il disco è provveduto di trenta fori, si dirà che il disco stesso dà un'immagine di 30 linee; il primo foro scandisce la prima linea, quella cioè esterna, il secondo esplora la seconda linea, il terzo la terza, e così di seguito, fino a giungere al trentesimo foro che esamina la trentesima linea. Dopo di che, con un brusco scatto rientrerà in gioco il primo foro che ritornerà a scandire la prima linea, e così di seguito si avrà il ciclo continuo di esplorazione.

Stando così le cose, si comprende chiaramente come dalla velocità di rotazione del disco dipenda il numero di quadri che si scandiscono nell'unità di tempo. Se, per esempio, il disco ruota facendo dodici giri e mezzo in un minuto secondo (che corrispondono esattamente a 750 giri al minuto primo), potremo affermare che la scansione risultante sarà di 12 quadri e mezzo al minuto secondo.

Aggiungeremo che, per ottenere un più elevato dettaglio, sarà necessario aumentare il numero dei giri del disco, ossia elevare il numero di quadri esplorati in un minuto secondo.

Vediamo di seguire più attentamente e più dettagliatamente il processo della scansione col disco di Nipkow. La zona d'immagine totale esplorata dalla spirale di fori occupa uno spazio S, che per essere regolarmente esaminato comporta la necessità di spaziare ciascun foro dal successivo con una distanza H, scelta opportunamente, e variante nelle diverse posizioni. La distanza dal centro di ogni foro deve essere studiata in modo da far risultare ciascun foro spostato dal successivo di una distanza uguale alla larghezza del foro stesso. Questa condizioni è indispensabile affinchè le linee esplorate successivamente da ciascun foro risultino precisamente vicine ed affiancate e affinchè nessun punto dell'immagine rimanga inesplorato. Tuttavia non debbono occupare posizioni più vicine per non esplorare più di una volta per ciascun giro del disco uno stesso tratto dell'area S. Col seguente esempio il procedimento risulterà più chiaro al lettore.

Si abbia un disco ad otto fori (fig. 5); facendo ruotare il disco secondo il senso della freccia, indicato in

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

figura, l'area S esplorata (che praticamente è definita da una speciale maschera limitatrice adattata al complesso), verrà esplorata dal basso all'alto dal primo foro F_1, dal secondo foro F_2, dal terzo, ecc.; ogni foro esplorerà una propria striscia di S; finita l'esplorazione della striscia 2 da parte del foro F_2, e così di seguito fino a giungere all'esplorazione compiuta dal foro F_8. Dopo di che il ciclo inizierà un'altra volta e continuerà indefinitamente. E' chiaro così come la distanza tra un foro e quello successivo (e conseguentemente l'altezza della superficie esplorata) dipenda dal numero dei fori, oltre che dalle dimensioni del disco, e come tale distanza diminuisca man mano che i fori si avvicinano al centro del disco. La distanza R tra il centro del disco e ciascun foro dipende invece da un altro fattore. Se X è la larghezza della superficie da scandire ed n è il numero dei fori, dato che X/n è la dimensione di ogni foro, si potrà assegnare ad R un valore qualunque, a volontà. R_1 sarà invece uguale a $R—X/n$, $R_2 = R_1—X/n$, e così di seguito. Queste quantità debbono essere strettamente osservate se si desidera ottenere un'esplorazione regolare e scevra da difetti.

Ritornando all'esame della forma dei fori, di cui già si è fatto cenno più sopra, vediamo di seguire più da vicino l'andamento dell'esplorazione. Il disco originale del Nipkow, costruito nel 1884 per un telescopio elettrico, recava fori rotondi, forma ancora oggi usata per semplicità da molti costruttori. Rigorosamente considerando, tale forma non permette esplorazioni regolari. E vediamo subito perchè. Se il foro ha il diametro uguale alla linea da esplorare (fig. 6), la striscia esplorata al centro avrà una durata maggiore di quella esplorata alla periferia. (Ciò poichè, evidentemente, la velocità periferica del punto meno esterno è minore di quella del punto più esterno). Questa ineguaglianza comporta in ricezione un quadro a strisce alternativamente più o meno brillanti. Se invece i fori hanno un diametro leggermente maggiore della larghezza della striscia da esplorare, si esploreranno le stesse porzioni di immagine per due volte consecutive in uno stesso giro del disco, e questo è un inconveniente ancora più grave del precedente. Si è passati allora alla costruzione di fori quadrati, ottenendo dei risultati sensibilmente migliori. Ma la soluzione non è del tutto scevra da difetti, come appare dalla figura 7, poichè alcune porzioni, benchè minime, vengono esplorate per un tempo più breve ed altre per un tempo più lungo, rispetto i punti centrali del foro. Dalla forma quadrata, che, come si è detto, non è esattamente la più consigliabile, si è passati in seguito alla forma esagonaloide, mostrata in figura 8, e costituita da fori aventi due lati rappresentati da due

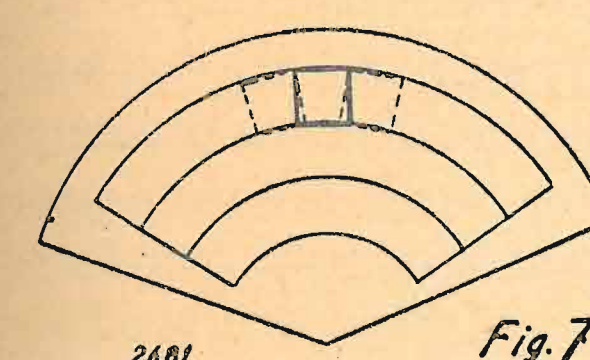
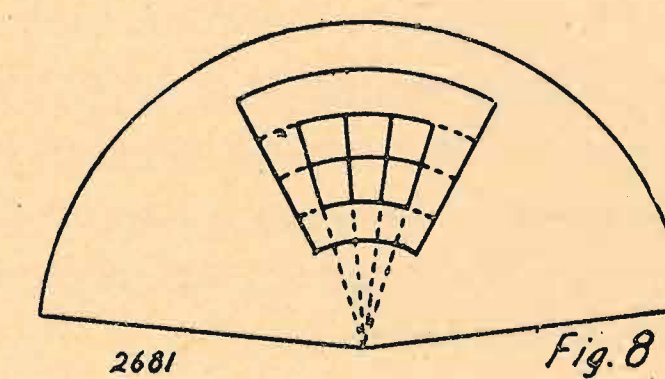



Fig. 7 Fig. 8

segmenti di raggi del disco passanti per gli estremi del foro, e gli altri due rappresentati da due archi di cerchio di raggio uguale alla distanza che separa gli estremi periferici del foro dal centro del disco. Questa forma è la più adatta e consente le trasmissioni più precise e confortevoli.

Le dimensioni dei dischi di Nipkow sono scelte in base alle caratteristiche della trasmissione che si desidera avere, e servendosi di calcoli semplici.

Si è stabilito che dalle frequenze di modulazione massime consentite per trasmissioni usuali, si fissa il numero delle aree elementari e conseguentemente il numero dei fori che il disco dovrà avere. Se, per esempio, si vuole stabilire il numero dei fori che occorrono per scandire un'immagine di 25 per 40 mm., sapendo che la frequenza massima di modulazione è di 9000 cicli, si fisserà il numero delle immagini che si richiedono in un minuto secondo. Queste, per ripetere il caso più volte accennato, siano di 12,5 al secondo. Il numero dei fori richiesto sarà allora ricavato dalla seguente formula:

$$n = \sqrt{\frac{F_{max} \cdot 2 \cdot A}{B \cdot p}}$$

dove A è il lato minore, in mm., dell'immagine, orizzontale nel nostro caso, B è il lato maggiore, sempre in mm., verticale nel nostro caso, F_{max} la frequenza massima di modulazione e p il numero di quadri al secondo.

Sostituendo i valori numerici del nostro esempio, avremo:

$$n = \sqrt{\frac{9000 \cdot 2 \cdot 25}{40 \cdot 12{,}5}} = 30$$

Questo è infatti il numero di fori generalmente adottato nelle odierne trasmissioni con disco di Nipkow.

La dimensione dei fori è stabilita dalla seguente ugughlianza:

$$e = \frac{A}{n}$$

e, nel nostro caso: $e = 25/30 = 0{,}834$ mm.

Il raggio del disco corrispondente al lato interno dell'immagine sarà:

$$r_{min.} = B \cdot n / 2\pi$$

cioè, nel nostro esempio $r_{min.} = 30 \cdot 40/6{,}28 = 191$ mm.

Il raggio massimo utile del disco, sarà semplicemente $r_{max} = r_{min.} + A$, ossia sostituendo i valori numerici: $r_{max} = 191 + 25 = 216$ mm.

Assegnando al disco un piccolo bordo esterno, si porterà questo valore a circa mm 230. Da cui si potrà senz'altro stabilire il diametro del disco che risulterà così di 460 mm. per una immagine di 25 per 40 mm.

Per giungere a dimensioni di quadro di una certa grandezza confortevole, necessiterebbe assegnare al disco ruotante un diametro molto elevato, il che comporterebbe un dispendio grandissimo di energia motrice, una istallazione enorme, e altri provvedimenti, del tutto ingombranti e svantaggiosi. D'altra parte entra in gioco un altro fattore della massima importanza, di cui vogliamo dare un cenno subito. Si tratta dell'intensità di illuminazione disponibile, o, con termine più preciso, del rendimento luminoso del sistema.

Durante l'operazione di scansione solo una piccola parte dell'energia luminosa riflessa dal soggetto oltrepassa il disco di Nipkow. Questa frazione di energia totale è data da $i = \frac{I}{E}$ dove I è l'intera quantità di energia luminosa che cade sull'immagine da esplorare, ed E è il numero delle aree elementari da scandire. Per un'immagine di 25 per 40 mm. si avranno 30 linee e per ciascuna linea 48 punti da esplorare, il che comporterà un numero totale di aree elementari di 1440. Sostituendo questo valore nell'uguaglianza ora scritta, e volendo usare un relais luminoso (lampada al neon) di un'intensità di circa 5 candele, la luminosità che perviene alla cellula fotoelettrica al selenio posta dietro il disco sarà di:

$$i = 5/1440 = 0{,}003 \text{ candele.}$$

Questo valore, come ben si comprende, è estremamente piccolo, tale da non potere essere assolutamente ridotto; d'altra parte aumentare il potere illuminante del relais è del tutto difficile, poichè l'erogazione di luce da parte delle lampade al neon è sempre limitatissima, e sostituire questo adattissimo dispositivo con altri di tipo diverso è pressocchè impossibile, a meno che non

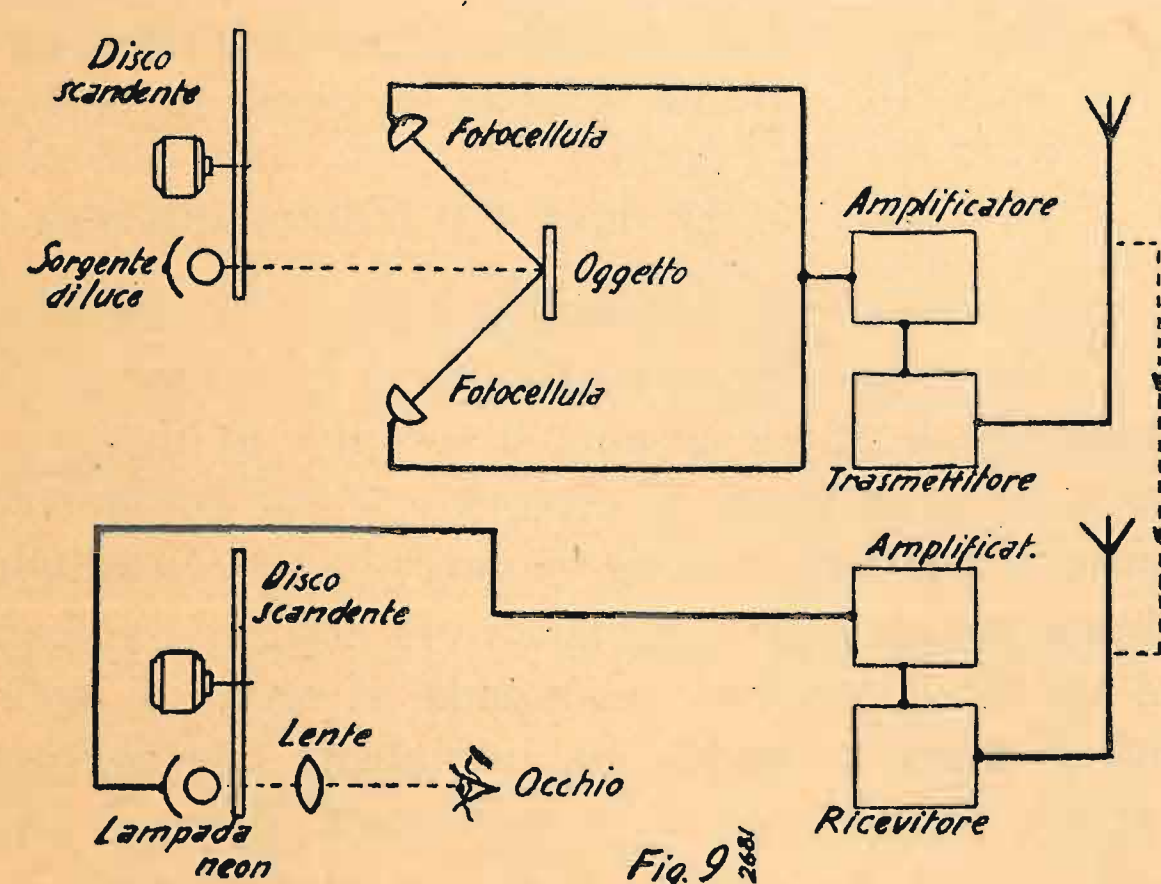
si voglia ricorrere a sistemi dispendiosi e ben più complicati, che richiedono un'attrezzatura particolarmente completa e laboriosa.

Nè si può pensare di aumentare i limiti di definizione del sistema, poichè, necessariamente, si dovrebbero aumentare le aree elementari da esplorare e conseguentemente aumentare il numero dei fori del disco, riducendo la loro grandezza, poichè questa modifica condurrebbe ad una forzata diminuzione sensibile dell'intensità luminosa che colpisce la cellula fotoelettrica, diminuzione che paralizzerebbe senz'altro il funzionamento di quest'ultima.

Si pensò allora di introdurre un sistema di lenti, capaci di aumentare le dimensioni del quadro, ma tale tentativo non ebbe alcun successo, a motivo appunto delle misere quantità di luce messe in gioco. Per questi difetti, pressocchè eliminabili, il disco a fori di Nipkow è stato oggi abbandonato dalla grande maggioranza dei costruttori, mentre è rimasto d'uso comune tra molti dilettanti, a motivo della sua rilevante semplicità di costruzione e d'impiego, e non richiedendo esso apparati costosi e laboriosi di complemento.

SISTEMA A PUNTO LUMINOSO OSCILLANTE.

Un grave difetto del procedimento ultimamente presentato consiste nel fatto che il soggetto da esplorare deve essere assoggettato ad un investimento concentrato di luce, che lo abbaglia. Questo soggetto, il più delle volte, sarà una persona, la quale, dovendo ricevere tale fascio luminoso, sentirà dopo breve tempo un senso di sconforto fisico. Come si è detto, d'altra parte, è praticamente impossibile ridurre l'energia luminosa della sorgente, poichè si giungerebbe a luminosità sulla fotocellula talmente piccole, da renderne impossibile il funzionamento. Molti sistemi sono stati studiati, allo sco-

Fig. 9

po di eliminare questo inconveniente, che si presenta alquanto grave. Si è pensato di ricorrere alla illuminazione blu, e di usare speciali fotocellule sensibili alla luce azzurrina; i risultati che si sono ottenuti sono stati piuttosto modesti. Migliore sorte ha avuto il sistema consistente nell'inviare al soggetto la stessa illuminazione, ma più smorzata. La luce e la lente sono intercambiate, e la sorgente di luce è situata dietro il disco. La luce passerà dai diversi fori del disco, sotto forma di stretti pennelli luminosi, i quali colpiranno l'oggetto da esplorare. Il soggetto viene ora visto da un angolo leggermente differente attraverso una lente che mette a fuoco la luce riflessa dal soggetto sulla fotocellula.

L'oggetto da trasmettere è così ora scandito da un fascetto di luce che colpisce nei vari istanti le aree determinate, sostandovi piccolissime frazioni di minuto secondo, e la luce che dal soggetto stesso verrà riflessa, sarà inviata convenientemente alla fotocellula. In questo modo, se l'immagine da trasmettere è quella di una persona, presente nello studio di trasmissione, quest'ultima non risentirà del noioso effetto provocato da una forte illuminazione (fig. 9).

LA CELLULA FOTOELETTRICA.

Nei primitivi apparati scandenti di televisione, veniva largamente usato un relais fotoelettrico costituito, come si è detto, da una strisciolina di selenio. Per le necessità di quei tempi un tal genere di cellula fotoelettrica era più che soddisfacente e non se ne pensò neppure la sostituzione. Attualmente, invece, con le moderne esigenze, si è passati ad altri sistemi, di cui daremo notizia in un prossimo capitolo, molto diffusamente.

Attraverso queste fotocellule passa una corrente elettrica, la cui intensità è proporzionale all'intensità luminosa che le colpisce. Tale corrente viene utilizzata per creare un'adatta differenza di potenziale, che, amplificata convenientemente, in successive quantità crescenti, raggiunge un valore voluto. L'operazione di amplificazione di queste differenze di potenziale è perfettamente normale, cioè viene esattamente seguito il processo usato nei comuni radioricevitori, o radiotrasmettitori. Le cose, tuttavia, variano leggermente quando lo spettro della frequenza che deve essere coperto è sensibilmente più largo del consueto, come avviene nel caso di scansione molto stretta, ossia quando si suddivide l'immagine da esplorare in molte aree elementari.

Quando le variazioni di corrente si sono trasformate in proporzionali ed amplificate variazioni di tensione, queste vengono trasmesse al ricevitore per mezzo di una linea (telefotografia, teletrasmissione), o servendosi di un canale radio (televisione).

Queste oscillazioni elettriche, trasformate in modulazione, percorreranno la distanza che separa il trasmettitore dal ricevitore e perverranno a quest'ultimo, dove avrà luogo l'operazione inversa. Esse varieranno nell'identico modo col quale variano in trasmissione, cioè come varia l'intensità luminosa sulla cellula fotoelettrica. Non si tratterà allora che di rivelare questa modulazione, e di utilizzarla per generare una sorgente di luce, la quale riprodurrà esattamente quanto è avvenuto nell'apparato ottico della centrale trasmittente.

IL RICEVITORE.

I primi esperimenti di ricezione videro l'impiego di relais luminosi costituiti da lampade al neon, la cui brillantezza variava in funzione del valore del potenziale della corrente elettrica applicata ai suoi elettrodi.

I potenziali fluttuanti sono infatti amplificati nel ricevitore, nel solito modo, e vengono inviati alla speciale lampada al neon, la quale emetterà una luce, anch'essa fluttuante, perfettamente identica, nell'andamento, a quella che colpisce la cellula fotoelettrica del trasmettitore. Occorre ora utilizzare queste luci variabili, indirizzarle su un apposito schermo, e proiettarle sulle rispettive posizioni, in modo da ricostruire esattamente l'immagine che è stata trasmessa. Ritorna allora in gioco il disco di Nipkow, di cui si è già largamente parlato. Questo elemento viene utilizzato per ricomporre il soggetto esplorato, facendo illuminare la porzione, occupata dai fori, dalla lampada al neon, secondo un canale luminoso che, all'altezza del disco, ha press'a poco una larghezza di mm. 25 per una profondità di mm. 40. Questo canale può essere ottenuto in molti modi, uno dei quali potrebbe essere l'adozione di una lampada al neon speciale, avente placche piatte, per uno o per entrambi gli elettrodi. Quando viene applicata la tensione, tutta la placca diventa incandescente, più o meno uniformemente; cosicchè il fascio luminoso che viene proiettato, ha appunto la forma di un canale a tronco di piramide quadrangolare. Questa proiezione luminosa investe il disco ruotante, e, attraverso i fori che in esso sono praticati, perviene allo schermo, situato dalla parte opposta, oppure, come più di frequente, all'occhio dell'osservatore, fissato al di là del disco stesso. Naturalmente i vari punti luminosi dovranno trovarsi nel posto appropriato e dovranno avere la luminosità opportuna.

Supponiamo che al trasmettitore si stia esplorando l'estremo punto inferiore dell'immagine all'estremo angolo destro. Il disco scandente del ricevitore deve essere piazzato in modo tale che, in questo stesso istante, l'occhio dell'osservatore collocatovi vicino, veda, attraverso un foro del disco in parola, il fondo dell'angolo destro della placca della lampada al neon. Se l'area elementare esplorata è bianca, al ricevitore si avrà un forte impulso elettrico, cui seguirà una forte illuminazione della placca stessa, illuminazione che sarà apprezzata dall'osservatore in giusta misura.

Si comprende subito come il disco scandente del trasmettitore e quello del ricevitore debbano avere le identiche caratteristiche, lo stesso numero di fori, le stesse velocità angolari e come dovranno, in ogni istante, rimanere rigorosamente in fase. A questa identità di caratteristiche se ne aggiunge un'altra, molto importante anch'essa, ai fini della giusta riproduzione dell'immagine. E' indispensabile infatti che le istantanee illuminazioni al trasmettitore, che colpiscono la cellula fotoelettrica, siano nello stesso tempo uguali alle illuminazioni prodotte dalla lampada al neon del ricevitore, o per lo meno che le variazioni in intensità di luce al trasmettitore siano all'unisono proporzionali alle rispettive variazioni luminose che si verificano al ricevitore. Se tutte queste condizioni, che sono indispensabili in un complesso di televisione funzionante con disco a fori, sono mantenute, si potrà ottenere una discreta ricezione dell'immagine trasmessa.

SINCRONISMO.

Il raggiungimento del più rigoroso sincronismo nella rotazione dei due dischi è indispensabile, come si è detto, e non del tutto semplicemente realizzabile. Al ricevitore occorre soddisfare a due inderogabili condizioni: e cioè che il disco del ricevitore ruoti con la stessa velocità angolare di quella del disco del trasmettitore, e che la fase delle correnti ricevute sia corretta, in modo che tanto il trasmettitore quanto il ricevitore scandiscano le stesse aree elementari in uno stesso istante. Appare subito evidente la difficoltà di ottenere questi due requisiti, così indispensabili nel nostro caso.

Incominciamo a esaminare la questione del sincronismo. Nelle prime prove di televisione si usava mantenere la velocità del disco ricevitore corretta, utilizzando un particolare segnale di sincronismo emesso direttamente dal trasmettitore. Questo segnale agisce sulla ruota a fori, influenzando opportunamente il motore che provoca la rotazione. Tale soluzione non è tuttavia molto desiderabile, poichè per far questo necessitava impiegare un altro canale, in addizione ai due già esistenti, l'uno per la comunicazione sonora e l'altro per la visione.

La prima soluzione degna di nota fu ideata dall'inglese John Lodgie Baird, grande scienziato della televisione, che tuttavia iniziò i suoi esperimenti alquanto tardi; fu infatti nel 1925 che il grande genio portò il suo notevolissimo contributo alla scienza della trasmissione a distanza delle immagini, su onde elettromagnetiche. Malgrado in quel tempo già un numero grandissimo di studiosi si fossero avventurati nelle ricerche della televisione, malgrado già esistessero molti ritrovati che autorizzavano a sperare bene nell'avvenire della nuova conquista, fu il Baird, primo tra i primi, a dare la evidente dimostrazione delle possibilità pratiche della televisione; risolto il grave problema del sincronismo, nel 1926 eseguì dimostrazioni pubbliche di trasmissioni a distanza di immagini di soggetti mobili, con un discreto numero di dettagli.

Il Baird, nei suoi primordiali esperimenti, risolse brillantemente il problema citato, trasmettendo un impulso sincronizzante dopo che fosse esaurita l'esplorazione di ciascuna linea dell'immagine; dato che ancora oggi questo sistema, con opportuni miglioramenti, è usato, sarà bene diffonderci in una più esauriente presentazione della soluzione.

Terminata la trasmissione dei diversi impulsi che si riferiscono ad altrettante porzioni elementari di una linea dell'immagine, viene trasmesso un segnale che si riferirebbe ad una zona scandita perfettamente nera; la durata di questo segnale è del 15% circa del tempo impiegato a esplorare una linea. Siccome il complesso costruito dal Baird era a modulazione invertita (cioè ad aree nere corrispondevano massime intensità di corrente, e ad aree bianche corrispondevano correnti nulle), alla fine della scansione di ciascuna linea veniva trasmesso un segnale pulsante di sincronizzazione, di ampiezza uguale alla massima ampiezza dell'onda por-

tante, e questo segnale veniva utilizzato al ricevitore per mantenere regolare la velocità angolare del disco.

Il motore che aziona il disco scandente, portava calettato nel suo asse (che era poi anche l'asse del disco) una ruota dentata ,provvista di 30 denti. Questi ultimi erano alquanto stretti, e il vano tra dente e dente risultava notevolmente spazioso. Adattate su un'apposita incastellatura di sostegno, due espansioni polari venivano utilizzate in modo tale che le linee di forza, da esse generate, venissero tagliate dai denti della ruota, quando questa era fatta girare.

Sulle due espansioni polari erano avvolti due rocchetti, nei quali circolava la corrente in ricezione, dopo avvenuta la normale amplificazione. Quando una forte corrente elettrica passava negli avvolgimenti dei rocchetti, i due nuclei generavano un campo magnetico, il quale tendeva a trascinare la ruota dentata, in modo che due denti, e precisamente, i denti più vicini, venissero a sistemarsi esattamente tra le espansioni polari stesse. Se il motore ruota, e il disco naturalmente viene azionato, e se la velocità di rotazione di quest'ultimo è in sincronismo con quella del corrispondente disco del trasmettitore, la ruota dentata, nella sua rotazione, presenterà successivamente i suoi denti alle espansioni polari dei due rocchetti. Poichè i denti erano 30, per ogni trentesimo di giro del disco una coppia di essi si trovava nella direzione dei nuclei magnetici. Data la giusta velocità di rotazione del disco, la istantanea corrente sincronizzante, intensa e circolante nei rocchetti, non provocava alcuna modificazione nella rotazione, e il suo effetto era del tutto nullo. Ma se il motore diminuiva la sua velocità, i denti si presentavano con un leggero ritardo nelle loro esatte posizioni, e allora, alla normale coppia che provocava la rotazione del disco, si aggiungeva una trazione periferica tangenziale, generata dal campo magnetico delle espansioni polari, che tendeva ad elevare opportunamente la velocità angolare del disco. Nel caso opposto, l'azione del campo magnetico prodotto dalla corrente di sincronizzazione era frenante. Cosicchè qualunque variazione di velocità veniva tempestivamente corretta dall' intervento delle due espansioni, e il motore era obbligato a ruotare in perfetto sincronismo con quello del trasmettitore. Come meglio si vedrà, il sistema non necessita di collegamenti tra trasmettitore e ricevitore, essendo sufficiente il comune radiocollegamento a mezzo di impulsi sincronizzanti sullo stesso canale usato per la trasmissione degli impulsi di televisione.

Affinchè l'effetto di regolazione sulla velocità del disco rotante sia del tutto sentito, è necessario che la durata degli impulsi sincronizzanti sia opportunamente apprezzabile. Si comprende benissimo che il segnale sincronizzante non ha nessuna influenza quando la velocità di rotazione del motore del ricevitore è perfettamente in sincronismo, e che invece tale segnale acquista importanza quando la velocità stessa non è corretta.

Il sistema, che apparve ufficialmente nel 1926, come si disse, fu considerato giustamente alquanto geniale e venne applicato in tutti gli apparati di televisione di quell'epoca. La risoluzione del problema del sincronismo risultò praticamente ottenuta e si potè stabilire un confortevole collegamento televisivo tra due stazioni distanti tra loro qualche decina di chilometri. In seguito, grazie ad accorgimenti e a miglioramenti, si potè aumentare considerevolmente questa distanza, e si cercò infine di ritoccare i principi del sincronismo, sempre attenendosi alla falsariga indicata dal Baird.

Oggi, dopo una quindicina di anni, cioè, ragionando sul ritrovato del grande genio, possiamo con serenità di giudizio, enunciare i difetti dello stesso, valendoci dei pratici esperimenti che a più riprese sono stati condotti da molti studiosi. Discutendo dell'argomento con onestà, possiamo riferire che questi difetti non sono gravi, nè difficili ad eliminare. Il principale di essi consiste nel fatto che l'esistenza di una zona scura muoventesi vicino al bordo dell'immagine, produce un falso impulso, specie se l'oggetto si muove, il quale impulso si confonde facilmente con il segnale sincronizzante, consistente, come si è visto, in una breve linea scura. Questo inconveniente, pur essendo il più grave, non è che di insignificante entità, poichè è facilmente eliminabile. Basta infatti usare un impulso sincronizzante sensibilmente più forte di ogni altro segnale, e di questo accorgimento si parlerà nel capitolo VIII.

(continua)

Condensatori fissi nei ricevitori moderni

Teoria e criterio d'impiego

G. TERMINI (2682/6)

IL PRIMO CONDENSATORE DEL FILTRO.

Ha il compito di ricevere la corrente raddrizzata dal tubo e di restituirla ai successivi elementi del filtro, attenuando la differenza fra i massimi e i minimi della corrente stessa. Se si applica all'oscillografo la tensione esistente ai capi del primo condensatore del filtro, si ottiene l'andamento riportato nella fig. 1, oppure quello riportato nella fig. 2. In quest'utimo caso l'ampiezza della tensione non risulta costante. Ciò non è da imputare al comportamento del primo condensatore del filtro. Il fenomeno è dovuto al diverso comportamento dei due avvolgimenti di A. T. del trasformatore di alimentazione. Tale inconveniente è pressochè presente in tutti i ricevitori commerciali, con i quali assai difficilmente si raggiunge l'oscillogramma della fig. 1. Il primo condensatore del filtro è caratterizzato da elevato valore di capacità e da minima resistenza. Aumentando la capacità di esso si ottiene una migliore azione di livellamento. Se la resistenza del condensatore è elevata, si ha pure un aumento anche considerevole della componente alternata. Un condensatore ad alta capacità e ad alta resistenza si comporta

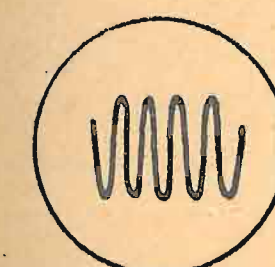



Fig. 1

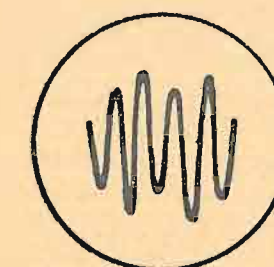



Fig. 2

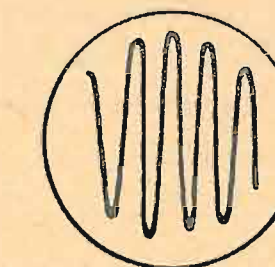



Fig. 3 (40 Ω in serie)

come se la capacità venisse ad essere fortemente diminuita. Il fenomeno può essere esaminato collegando in serie al condensatore una resistenza variabile.

L'andamento dell'oscillogramma risulta quello della fig. 3.

Il funzionamento del primo condensatore del filtro è caratterizzato dal valore e da l'andamento della tensione applicata. Se il ricevitore comprende un tubo raddrizzatore a riscaldamento diretto (tipo 80, 5Y3, WE 54, ecc.), ai capi del primo condensatore del filtro si stabilisce una tensione particolarmente alta nei primi istanti che seguono immediatamente all'accensione dell'apparecchio. Dopo qualche secondo, quando cioè i tubi del ricevitore raggiungono le condizioni di regime, la tensione diminuisce di un centinaio di volt. L'inconveniente si elimina evidentemente ricorrendo a tubi raddrizzatori a riscaldamento indiretto (tipo 6X5, 6AW4, ecc.).

Infine occorre tener presente che la tensione ai capi del primo condensatore del filtro è più alta che in qualunque altro elemento di esso e che raggiunge un valore ancora più elevato durante l'accensione e lo spegnimento dell'apparecchio. Se si applica a ciascun anodo del tubo raddrizzatore una tensione alternata di 360 volt e se il circuito di livellamento non è collegato al circuito di utilizzazione, si stabilisce ai capi del condensatore del filtro una tensione di $360 \cdot 1{,}4 = 504$ volt, corrispondente cioè al valore massimo della corrente alternata. La tensione ai capi del primo condensatore del filtro è perfettamente continua in assenza del carico, perchè il condensatore che si carica durante i massimi della corrente rettificata non ha modo di scaricarsi durante i minimi di essa. Quando invece si collega il circuito di livellamento con il circuito di utilizzazione, si ha, ai capi del primo condensatore del filtro, una diminuzione di tensione e un aumento della componente alternata che è tanto più notevole quanto minore è la capacità di esso. Ciò per il fatto che, a parità di tensione, l'energia immagazzinata è proporzionale al valore di capacità del condensatore. Quando la capacità non è sufficientemente elevata, il condensatore non può mantenere la carica durante l'intero periodo della corrente raddrizzata. Se poi si tien presente l'espressione fondamentale $P = 1/2\ C\ V^2$, nella quale P è l'energia immagazzinata espressa in Joule, C la capacità in Farad, e V la tensione in volt, risulta anche che, a parità di energia immagazzinata occorre una capacità maggiore per tensioni basse di quella che è invece necessario per capacità alte. Si può cioè dimostrare che quando si effettua il raddrizzamento delle due alternanze della corrente alternata (tempo di richiesta ~ 1/100 di secondo per ogni periodo e per frequenza della tensione di alimentazione di 42 Hz), occorre una capacità non inferiore a 8 µF. per tensioni di alimentazione comprese tra 350 e 500 volt, mentre sono necessarie capacità comprese tra 12 e 16 µF. per tensioni rispettivamente di 350 volt e di 200 volt.

La scelta di questo condensatore deve essere eseguita appunto in base a tali considerazioni. Adoperando un tubo raddrizzatore a riscaldamento indiretto si diminuiscono le tensioni di punta che vengono a stabilirsi ai capi di esso. A parità di costo si possono quindi adoperare condensatori di maggiore capacità e migliorare quindi in conseguenza l'azione di livellamento.

IL SECONDO CONDENSATORE DEL FILTRO.

Ha il duplice compito di livellare perfettamente la tensione di alimentazione degli elettrodi dei tubi e di far fronte alla richiesta di energia che non è costante ma variabile in relazione alla potenza e alla frequenza della riproduzione. Occorre tener presente che per l'alimentazione dei tubi di un ricevitore, si richiede dal filtro un'erogazione di corrente alternata a frequenza corrispondente alla frequenza della tensione di comando del tubo di potenza. A tale scopo serve appunto il secondo condensatore del filtro, per il quale è bene dimensionare il valore di capacità in modo che la potenza da esso immagazzinata sia superiore o almeno uguale a quella del primo condensatore del filtro. A parità di potenza immagazzinata occorre quindi all'uscita del filtro una capacità maggiore di quella esistente all'entrata, perchè ai capi di esso risulta applicata una tensione inferiore a quella esistente ai capi del primo.

Quando poi si vuole migliorare la riproduzione delle frequenze basse, occorre aumentare ulteriormente la capacità del secondo condensatore del filtro, perchè la richiesta di energia possa effettuarsi anche per i più lunghi periodi di tempo corrispondenti all'amplificazione delle frequenze basse. Si dimostra sperimentalmente che notevoli miglioramenti si conseguono in tal senso con valori di capacità compresi fra 16 e 24 µF. Capacità più elevate sono senz'altro consigliabili nelle apparecchiature di gran classe e in tutti i casi, cioè, nei quali si possono trascurare il costo e l'ingombro.

Anche per il secondo condensatore del filtro, ha importanza il valore della tensione ad esso applicata. Occorre ancora distinguere il caso che il tubo raddrizzatore sia a riscaldamento diretto oppure a riscaldamento indiretto. Nel primo caso, la tensione ai capi del secondo condensatore del filtro al momento dell'accensione è esattamente uguale a quella ai capi del primo condensatore. Quando invece i tubi raggiungono le condizioni di regime, la tensione ai capi di esso diminuisce notevolmente e si stabilisce a un valore inferiore a quella che si ha ai

capi del primo condensatore. Quando il tubo raddrizzatore è a riscaldamento indiretto, non si hanno a lamentare fenomeni di sovratensione, perchè la tensione che si stabilisce all'uscita del filtro di livellamento, trova i tubi del ricevitore in condizioni di regime.

CIO' CHE SI DEVE SAPERE NELL'USO DEI CONDENSATORI ELETTROLITICI.

Per ragioni inerenti alla loro costituzione e, non poche volte, per l'irrazionalità del loro impiego, i condensatori elettrolitici del filtro di livellamento rappresentano la parte più delicata nei moderni apparecchi radio.

Ai capi di essi si stabiliscono infatti le tensioni più elevate. Si hanno anche importanti variazioni di tensione all'accensione e allo spegnimento dell'apparecchio, quando il tubo raddrizzatore è a riscaldamento diretto. Occorre in tal caso che il condensatore elettrolitico risulti sufficientemente dimensionato non solo per quanto riguarda la tensione di lavoro, ma, più specialmente, in relazione al valore della tensione di punta alla quale l'elemento è sottoposto. Circa i criteri d'impiego dei condensatori elettrolitici, si tenga presente che essi risentono notevolmente gli effetti della temperatura. Si hanno a lamentare non solo variazioni di capacità e di resistenza, ma anche mutamenti profondi di concentrazione e di struttura dell'elettrolita con conseguente corto-circuito. In altri casi si ha una notevole riduzione della vita del condensatore. Tali fenomeni sono particolarmente da imputare all'aumento della corrente di conduzione che è tanto più notevole quanto più è elevata la sopraelevazione di temperatura.

Occorre quindi predisporre per essi una conveniente sistemazione, allontanandoli quanto più possibile da quegli elementi che fanno parte del circuito di alimentazione (trasformatore e tubo raddrizzatore) e che raggiungono le temperature più elevate.

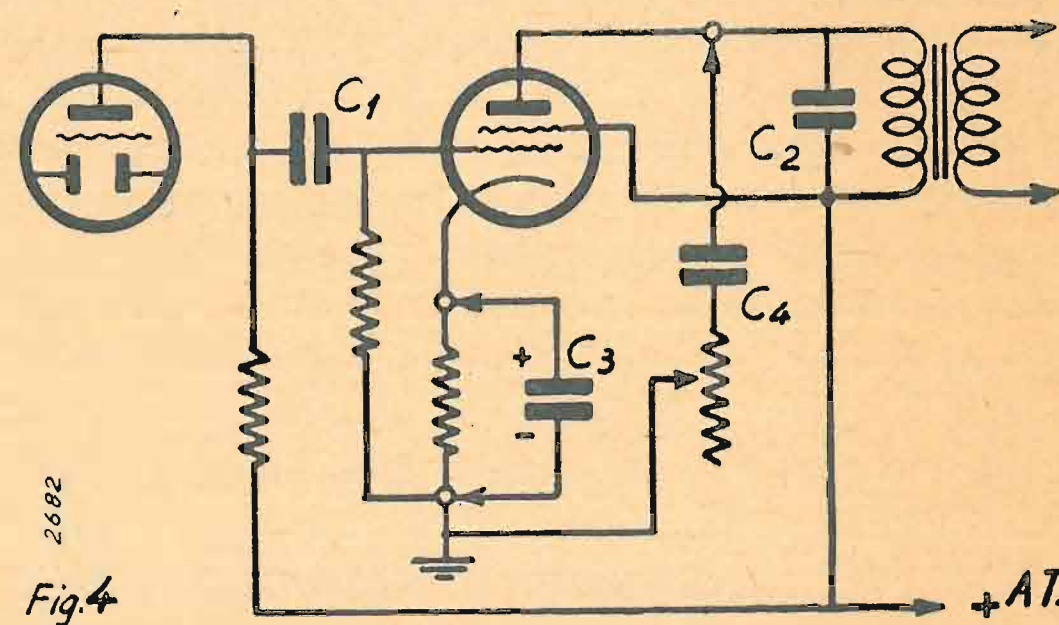
STADIO AMPLIFICATORE DI POTENZA.

a) *Un solo tubo; autopolarizzazione catodica* (fig. 4).

I condensatori adoperati in questo stadio sono in numero di quattro, quando si ricorre al circuito di regolazione del tono; possono essere ridotti a tre ove tale circuito venga escluso e anche soltanto a due quando si introduca una controreazione di corrente eliminando il condensatore volano derivato sulla resistenza di autopolarizzazione. Il condensatore *C* 1 che ha il compito di trasferire la tensione a b. f. che si stabilisce ai capi della resistenza di carico del tubo preamplificatore, all'elettrodo di controllo del tubo di potenza, ha una capacità che va da un minimo di 5000 pF. ad un massimo di 50.000 pF. Quando la capacità è inferiore a 5000 pF., la riproduzione è sgradevole, perchè alle frequenze acustiche più elevate, la tensione di comando del tubo risulta pressochè nulla. Il condensatore *C* 1 di accoppiamento deve presentare inoltre una elevatissima resistenza d'isolamento (si consiglia dell'ordine di 5000 MΩ), per evitare che la tensione positiva applicata all'anodo del tubo preamplificatore venga ad annullare o, quanto meno, a ridurre la tensione di polarizzazione del tubo di potenza. E' cioè conveniente ricorrere ai condensatori a mica. Anche i condensatori a carta possono essere adoperati, purchè siano di ottima qualità.

Il condensatore *C* 2 derivato sul primario del trasformatore di uscita serve ad attenuare le frequenze acustiche più basse esistenti nel circuito anodico del tubo. Il valore di tale condensatore è generalmente compreso fra 2000 e 5000 pF. Quando lo stadio finale fa uso di un tetrodo a fascio può essere conveniente un ulteriore aumento di tale capacità (non oltre 20.000 pF.). Si eliminano così le frequenze acustiche troppo alte che sono presenti in misura notevole per la forte amplificazione della seconda armonica.

Il condensatore elettrolitico, *C* 3, derivato sulla resistenza di autopolarizzazione serve da volano. La tensione di polarizzazione ottenuta per caduta ai capi della resistenza catodica non risente, in tal modo, l'effetto delle variazioni a frequenza acustica della corrente del tubo. Perchè non risulti sacrificata la riproduzione delle frequenze più basse, occorre che la capacità del condensatore *C* 3 sia alquanto elevata. In generale è bene che essa non sia inferiore a 10 μF. Risultati notevoli si ottengono con capacità dell'ordine di 50 e anche 100 μF. Eliminando il condensatore *C* 3 si ha una controreazione di corrente con conseguente miglioramento di riproduzione, accompagnata da minore potenza di uscita. La tensione di controreazione è esattamente quella che si crea ai capi della resistenza catodica. Occorre notare che la controreazione di corrente può non essere conveniente per i tubi a griglia schermo, perchè la partecipazione della corrente di griglia schermo alla tensione

Fig. 4

di controreazione e la sua mancata proporzionalità alla corrente anodica, può condurre a instabilità e distorsioni non tollerabili.

Il condensatore *C* 4 fa parte del circuito di regolazione del tono. Non poche volte questo circuito è incluso nello stadio preamplificatore. In altri casi può essere anche abbinato al regolatore manuale di selettività e anche assumere forme più complesse. Il regolatore di tono ha il compito di modificare la curva di resa delle frequenze acustiche, apportando una conveniente attenuazione su una parte di esse.

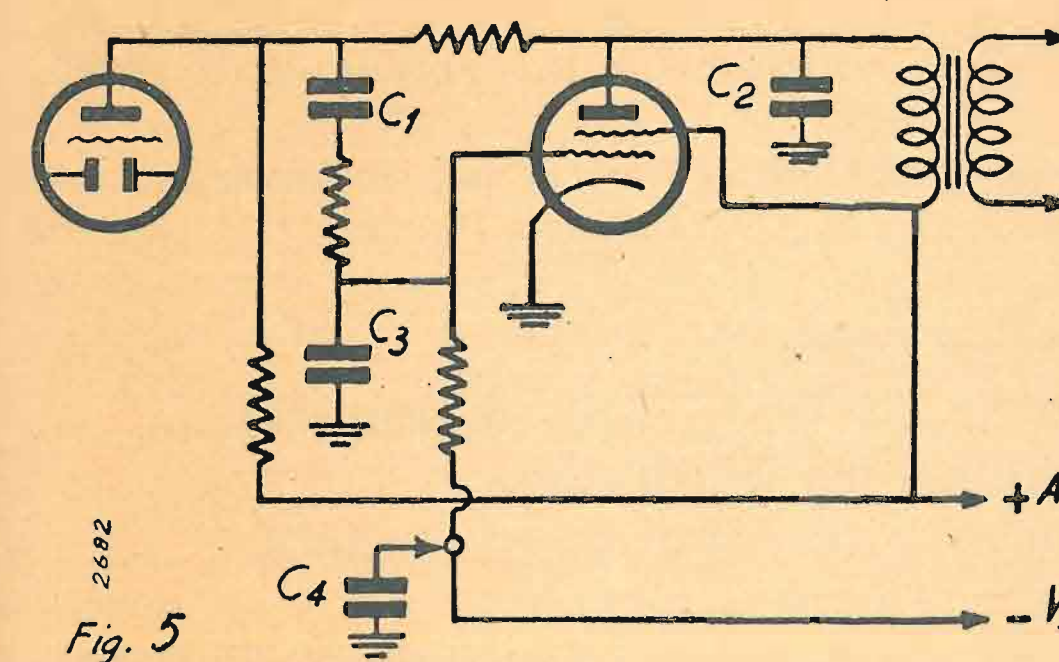
Ciò può essere necessario per il carattere della riproduzione e per la presenza di disturbi parassitari, per i quali la sensibilità auditiva è paticolarmente notevole sulle frequenze più alte, e anche per compensare la non linearità di responso di un altro organo del ricevitore. Con il circuito di regolazione del tono riportato nella fig. 4 risultano particolarmente attenuate le frequenze acustiche più elevate quando è esclusa la resistenza in serie. Con l'aggiunta di questa resistenza l'impedenza complessiva del circuito è tale da diminuire notevolmente l'attenuazione introdotta dal condensatore. I valori degli elementi di tale circuito possono essere di 25 KΩ e di 20.000 pF.

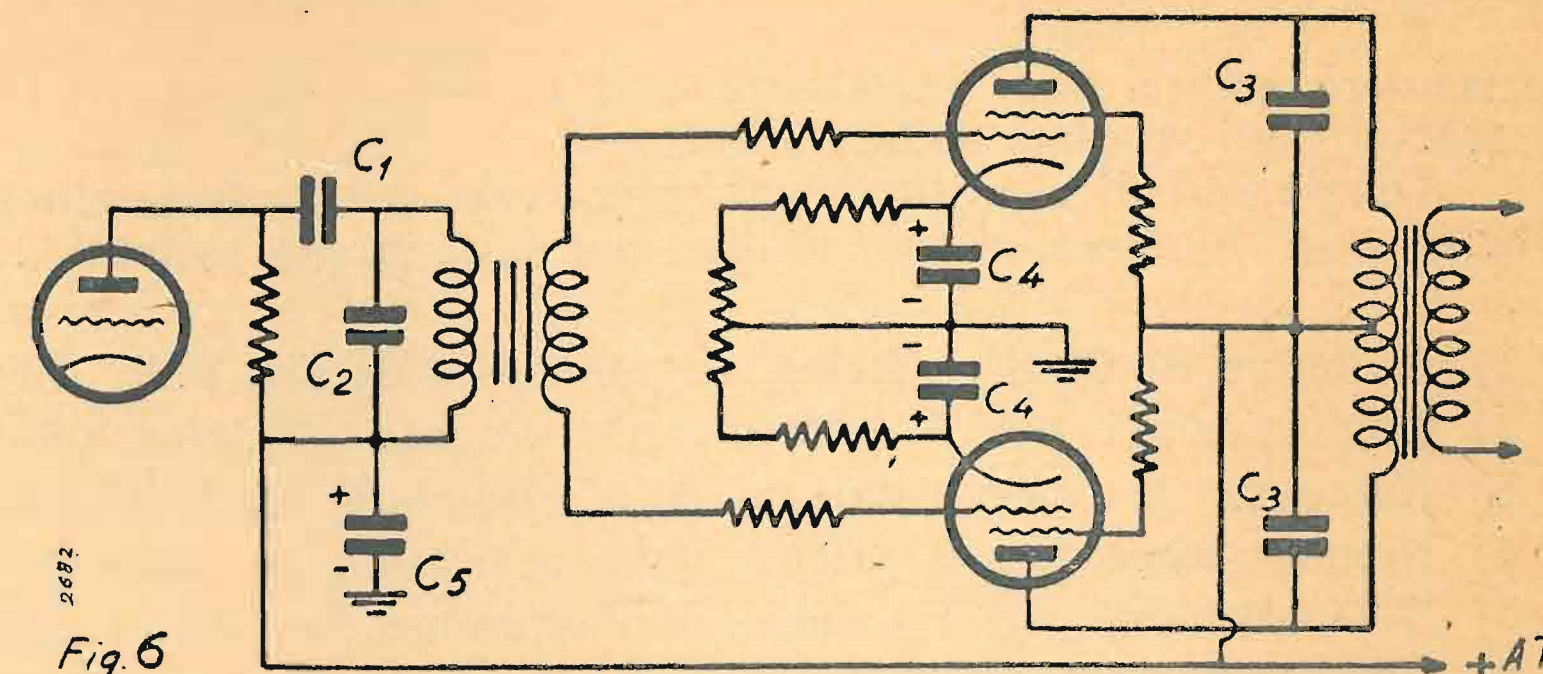
b) *Un solo tubo; polarizzazione separata* (fig. 5).

I condensatori adoperati nello stadio sono in numero di quattro. Per il condensatore di accoppiamento *C* 1 vale quanto si è detto precedentemente. Il condensatore *C* 2 ha il compito di migliorare la curva di responso dello stadio. Il valore di tale capacità è generalmente compreso fra 2000 e 5000 pF. Aumentando la capacità di questo condensatore si ha una maggiore attenuazione delle frequenze acustiche più elevate. Il condensatore *C* 3 ha un valore compreso fra 100 e 200 pF. L'effetto di tale condensatore è quindi nullo per le frequenze acustiche. Esso ha il compito di eliminare eventuali tracce di correnti a radiofrequenza. Il condensatore *C* 4 ha invece un valore che è normalmente compreso fra 0,1 μF. e 0 5 μF. Questo condensatore serve per disaccoppiare il ritorno del circuito di griglia dagli altri circuiti con i quali esso si trova ad essere collegato mediante il circuito di alimentazione.

Il condensatore *C* 4 può essere eliminato quando il circuito di alimentazione provvede alla polarizzazione del solo tubo di potenza. In tal caso il ritorno del circuito di griglia è collegato direttamente all'elemento (resistenza di caduta o parte della bobina di eccitazione del riproduttore), ai capi del quale si stabilisce la necessaria tensione di polarizzazione.

c) *Due tubi in controfase - Polarizzazione automatica* (figura 6).

I condensatori adoperati nello stadio sono in numero di sette. Tre di essi, e cioè *C4* e *C5* sono di tipo elettrolitico; gli altri possono essere a mica o a carta. Come già si è detto, il valore di capacità dei condensatori *C* 4, derivati sulle corrispondenti resistenze catodiche di autopolarizzazione, ha una notevole importanza per la riproduzione delle note basse. Occorre qui precisare che tale importanza è particolarmente da tener presente in uno stadio in contofase, nel quale il problema della qualità, che è da considerare intimamente legato a quello della quantità, assume un'importanza particolare per il carattere dell'apparecchio nel quale lo stadio è impiegato. I valori più convenienti di queste capacità sono da ritenere compresi fra 50 e 150 μF. E' quindi necessario ricorrere a condensatori elettrolitici, la cui tensione di lavoro va naturalmente proporzionata alla tensione di polarizzazione dei tubi.

Il condensatore *C* 5 serve invece a disaccoppiare il circuito anodico del tubo preamplificatore, dai circuiti degli altri stadi con i quali è collegato tramite il circuito di alimentazione. Perchè l'effetto di disaccoppiamento sia completo su tutta la gamma delle frequenze acustiche, occorre un valore di capacità particolarmente elevato. Il valore più conveniente è compreso fra 4 e 12 μF. E' necessario quindi anche qui un condensatore elettrolitico, convenientemente dimensionato circa la tensione di lavoro al valore della tensione di alimentazione del tubo.

Circa l'effetto dei condensatori *C* 2 e *C* 3, si è detto a suo tempo trattando del condensatore in derivazione sul primario del trasformatore di uscita. Anche in questo caso i valori di capacità sono normalmente compresi fra 2000 e 5000 pF. Valori più elevati possono anche qui essere adottati quando lo stadio fa uso di tubi a fascio elettronico, perchè in tal caso è conveniente attenuare le frequenze acustiche più elevate che si presentano all'uscita del tubo in conseguenza alla notevole amplificazione che essi effettuano sulla seconda armonica. Particolare attenzione occorre rivolgere all'isolamento dei condensatori *C* 3, che, nel caso di notevoli erogazioni di potenza dello stadio, sono sottoposti a tensioni variabili di notevole ampiezza. E' quindi consigliabile l'uso di condensatori a mica.

Il condensatore *C* 1, a mica o a carta, ha una capacità che va da un minimo di 10.000 pF. a un massimo di 50.000 pF. Questo condensatore ha anzitutto il compito di bloccare la corrente continua di alimentazione del tubo. Rappresenta inoltre, per le correnti a frequenza acustica, l'elemento di trasduzione fra l'anodo e il circuito di carico, costituito dal trasformatore di accoppiamento allo stadio di potenza. In un circuito di questo tipo, nel quale cioè la corrente continua di alimentazione non viene ad essere convogliata nel circuito di carico, si dice che si è effettuata l'alimentazione in parallelo. Le ragioni sono molteplici e riguardano unicamente la costituzione e il comportamento del circuito di carico, che risultano ambedue notevolmente migliorate in assenza della corrente continua di alimentazione.

(*continua*).

Fig. 5 Fig. 6

RECENSIONI

E. BALDINGER - **Problemi degli amplificatori** - « A.S.E. Bull. », n. 11 (1942).

L'A. esmina anzitutto il livello delle perturbazioni generate dallo spostamento termico degli elettroni in un amplificatore, e dimostra come detto livello dipenda in particolare dai rumori generati nel circuito d'entrata e nella prima valvola. Sempre in merito alla valutazione del livello di rumore ricorda come si debba tenere in conto l'affievolimento della carica nello spazio ed anche l'influenza esercitata dalla corrente di griglia.

L'A. tratta poi dell'amplificazione di larghe bande di frequenza e confronta gli amplificatori a resistenza con quelli a frequenza portante, con circuiti ammortizzati.

Offre quindi dati esaurienti sulla larghezza di banda e sull'amplificazione possibile permessa dalle valvole più recenti, descrivendo in merito due amplificatori costruiti dalla stazione di ricerche industriali del Politecnico Federale.

T. TANK - **La fisica e la tecnica delle radio-onde cortissime** « A.S.E. Bull. », n. 11 (1942).

All'inizio dell'interessante articolo l'A. descrive gli elementi costruttivi per i circuiti oscillatori nel campo delle onde ultracorte e riporta caratteristiche e metodi di calcolo.

L'A. ricorda le « pentole oscillanti » che, presentando una risonanza particolarmente netta ed un effetto di schermo ideale, costituiscono il caso particolare quasi stazionario dei risuonatori cavi: il loro funzionamento nel campo delle frequenze ultraelevate è assai pregevole.

L'A. tratta quindi la trasmissione delle onde elettromagnetiche nei conduttori cavi e descrive l'impiego di detti conduttori e delle antenne ad imbuto per la trasmissione dell'energia per mezzo delle onde ultra-corte.

Esamina infine le valvole e gli apparati moderni atti alla amplificazione di tali onde, ricordando come ci si debba, in futuro, attendere numerose applicazioni in tale campo.

UNA NOVITÀ PER I CULTORI DELLA RADIO

Presentiamo ai lettori della nostra rivista la prima serie di **Grafici, abachi e nomogrammi** per la pronta e facile risoluzione dei vari problemi di studio e di pratica radiotecnica.

Il loro uso, facilitato da una chiara ed esauriente nota esplicativa unita ad ogni grafico, semplificherà e renderà rapida ogni calcolazione: la raccolta completa diventerà la indispensabile compagna di tutti i tecnici e gli studiosi della radio.

Diamo qui di seguito l'elenco di questa prima serie alla quale seguiranno le altre per formare, tutte insieme, gli elementi indispensabili per ogni progettazione.

1) **La legge di Ohm - (Relazione nomografica fra Volt, Ampère ed Ohm).**
2) **Nomogramma per il calcolo della potenza elettrica. (Relazione tra Watt, Volt ed Ampère).**
3) **Nomogramma per il calcolo della resistenza in corrente continua dei fili di rame.**
4) **Nomogramma per il calcolo della resistenza in corrente continua dei fili di diversi metalli.**
5) **Nomogramma per il calcolo dell'ingombro dei fili di rame ai fini della bobinatura.**
6) **Nomogramma per il calcolo della resistenza dei fili di rame in regime di alta frequenza. - L'effetto pellicolare.**
7) **Abaco per il calcolo delle resistenze riduttrici di tensione per l'alimentazione dei radioricevitori.**
8) **Nomogramma per la misura delle resistenze mediante un milliamperometro.**
9) **Nomogramma per il calcolo dei complessi di resistenze in parallelo e di capacità in serie.**
10) **Nomogramma per la determinazione delle correnti derivate e degli shunts, delle cadute di tensione e delle resistenze riduttrici.**

Racchiusi in comoda cartella, che potrà servire per accoglervi anche le serie successive, saranno posti in vendita al prezzo netto di Lire 80,—.

LE NOSTRE EDIZIONI TECNICHE

Monografie di radiotecnica:

C. Favilla - **Allineamento e taratura delle super**	» 4,50
G. Termini - **Manuale per la pratica delle radioriparazioni**	» 32,—
G. Termini - **Modulazione di frequenza** (2ª edizione ampliata)	» 38,—
N. Callegari - **Le valvole riceventi** (2ª edizione aggiornata)	» 75,—
I. Bossi - **Le valvole termoioniche** (5ª edizione)	» 60.—
N. Callegari - **Circuiti oscillatorii e bobine per radiofrequenza** (progetto e costruzione)	L. 20,—
N. Callegari - **Trasformatori di alimentazione e di uscita per radioricevitori** (progetto e costruzione)	» 20,—
N. Callegari - **Progetto e calcolo dei radioricevitori**	» 20,—
N. Callegari - **Interpretazione delle caratteristiche delle valvole**	» 27,—

In corso di stampa:

Ing. M. della Rocca - **Piezoelettricità** (2ª edizione ampliata).
N. Callegari - **Onde corte e ultracorte** (2ª edizione ampliata).
G. Termini - **I Gruppi di Alta Frequenza.**
Dr. Ing. Pellegrino - **Il calcolo ed il progetto dei trasformatori di alimentazione.**

RICHIEDETELI ALLA NOSTRA AMMINISTRAZIONE OD ALLE PRINCIPALI LIBRERIE

Essendo sospeso il servizio pacchi postali si prega di fare eseguire il ritiro a mezzo corriere. — Pagamento per contanti. — Porto ed imballo a carico del destinatario.

SCONTO DEL 10 % AGLI ABBONATI ALLA RIVISTA

Supereterodina a 5 valvole con preamplificazione a bassa frequenza controllata

GUSTAVO KULM (2683/3)

Caratteristica essenziale di questo ricevitore è la presenza nel suo circuito di molti accorgimenti tecnici, frequentemente usati nelle realizzazioni industriali e tendenti ad apportare al complesso sempre nuovi miglioramenti, sia dal lato del rendimento che da quello della facilità di manovra.

Possiamo subito enumerare queste particolarità (del resto ormai ben note alla maggior parte dei dilettanti) che consentono di farsi un'idea sul funzionamento dell'apparecchio in parola:

1) controllo automatico di sensibilità, agente, oltre che sullo stadio convertitore e su quello amplificatore di media frequenza, anche sullo stadio preamplificatore di bassa frequenza. (Verrà in seguito esaminata meglio l'azione di questo ultimo controllo);
2) indicatore di sintonia a raggi catodici (« occhio magico »), accessorio sempre più in uso sui moderni ricevitori, che facilita notevolmente l'esatta messa in sintonia;
3) introduzione, nello stadio finale di potenza, di una leggera reazione negativa, tendente a rendere più lineare la curva di responso della parte a bassa frequenza, migliorando così la riproduzione acustica.

Tutte le altre parti del circuito non differiscono molto dalle corrispondenti della classica super 4 + 1.

Importante è il fatto che tutti questi perfezionamenti si siano ottenuti senza aumentare il numero dei tubi, e neppure introducendo complicazioni costruttive o di messa a punto; di conseguenza anche il dilettante non proprio ancora esperto in simili montaggi, può intraprendere la costruzione di questo apparecchio con buoni risultati, purchè si attenga scrupolosamente alle norme date di seguito.

Si è giunti a questo impiegando una valvola interessantissima, realizzata da alcune Case europee: si tratta del tipo EFM 1 o, con la nuova denominazione, WE 18. Esaminiamo anzitutto le particolarità di questo tubo, già abbastanza diffuso fra i ricevitori commerciali, in unione ad altre valvole di serie europea: esso si compone essenzialmente di un pentodo a bassa frequenza con pendenza variabile, accoppiato con un indicatore di sintonia a raggi catodici, che trova posto nella parte superiore del bulbo. Lo schermo fluorescente ha forma conica, come nei tipi usuali, ed è visibile dalla parte superiore della valvola. Il catodo è nascosto da una calottina metallica. Si hanno due astine di deviazione: si ottengono in tal modo due zone fluorescenti sullo schermo.

In questa valvola la pendenza variabile è ottenuta sfruttando il principio della tensione di schermo « slittante », cioè variabile automaticamente in funzione della tensione di griglia, comandata dal regolatore automatico di sensibilità. Ad una forte tensione negativa della griglia controllo, fa contrasto una minima intensità di schermo; perciò la tensione di questo cresce per la diminuita caduta di potenziale nella resistenza esterna, al che corrisponde un minimo della pendenza della valvola.

La tensione di schermo, variabile con il controllo, serve per pilotare le bacchette deviatrici del fascio catodico dell'indicatore di sintonia. Questa è la ragione per cui i due sistemi sono stati riuniti nello stesso bulbo, ottenendo così l'economia di una valvola, con tutti i vantaggi che ne derivano (minor costo, risparmio nell'alimentazione, semplificazione costruttiva e minor ingombro).

Controllando anche una valvola a bassa frequenza, si ha la possibilità di avere un'efficace regolazione della sensibilità, pur non arrivando a forti tensioni di CAV, che condurrebbero a fenomeni di distorsione e di tramodulazione negli stadi di alta e media frequenza.

La notevole amplificazione permette inoltre l'uso di una certa controreazione per diminuire ulteriormente la distorsione; a tutti questi vantaggi si devono aggiungere le limitate dimensioni del bulbo e la debole corrente di accensione (6,3 volt - 0,2 A).

Come ci si può ora rendere conto, è mediante l'impiego di questa valvola che i perfezionamenti prima enunciati diventano realizzabili, pur mantenendo all'apparecchio le doti di semplicità, pari a quelle di un normale cinque valvole.

Fig. 1

Lo schema elettrico.

Prima di passare ai dettagli costruttivi, daremo uno sguardo generale allo schema elettrico: esaminiamo anzitutto le valvole usate e le rispettive funzioni da esse svolte; diremo in seguito quali altre valvole si possono adoperare in sostituzione a quelle sotto elencate.

una 6A8-G, convertitrice di frequenza;

una 6B8-G, amplificatrice di media frequenza, rivelatrice a diodo e controllo automatico di sensibilità;

una WE 18, preamplificatrice di bassa frequenza e indicatrice di sintonia a raggi catodici;

una 6L6-G, pentodo finale di potenza;

una 5Y3-G, raddirzzatrice dell'intera onda.

L'apparecchio, così come è stato realizzato, è previsto per la ricezione di 2 gamme d'onda e precisamente una gamma di onde medie (190-580 m.) e una di onde corte (16-52 m.), ed è munito di un gruppo completo per alta frequenza, contenente il trasformatore d'aereo e l'oscillatore per entrambe le gamme tarati per una frequenza intermedia di 467 kHz. Questo organo semplifica grandemente la costruzione, riducendo i collegamenti dell'alta frequenza ai pochi terminali esterni del gruppo.

Il commutatore d'onda situato nell'interno del gruppo permette il passaggio da una gamma di ricezione a un'altra, e in una sua posizione estrema effettua la commutazione fono.

Nel gruppo sono anche sistemati i compensatori per l'allineamento dell'alta frequenza.

Chi lo desiderasse, può far uso di un gruppo con un numero maggiore di gamme d'onda, senza introdurre alcuna complicazione costruttiva, dato che i collegamenti al commutatore sono già disposti dentro al gruppo stesso.

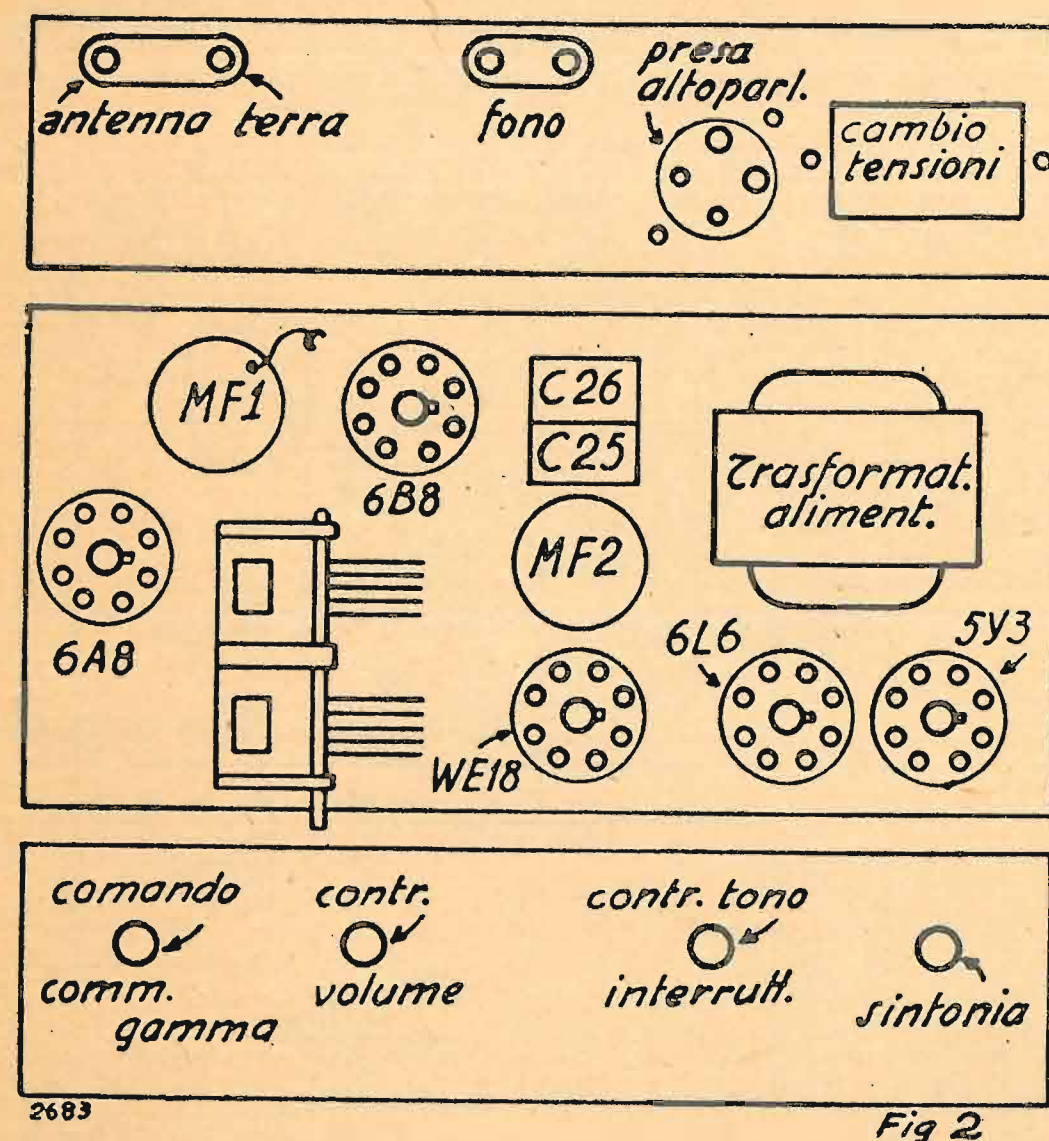



Fig 2

Il condensatore variabile è costituito da due sezioni della capacità di 465 pF.: qualunque buon condensatore di queste caratteristiche serve allo scopo. Con tale complesso ad alta frequenza la sensibilità è elevata e notevolmente costante per tutte le frequenze.

Non si raccomanderà mai a sufficienza di tenere molto corti i collegamenti della valvola convertitrice, per evitare dannosi accoppiamenti che possano introdurre effetti di reazione e perdite di energia ad alta frequenza. Tutti i ritorni a massa dell'alta frequenza devono essere fatti ad un terminale comune, compresa la massa del supporto del gruppo: solo così si eliminano in maniera sicura gli inconvenienti derivanti da cattivi contatti, mentre migliora la stabilità dell'apparecchio.

I trasformatori di media frequenza sono del tipo ormai universalmente adottato a 467 kHz, tali da presentare un buon compromesso tra il grado di selettività e la banda di frequenze passanti, in maniera da non attenuare eccessivamente gli estremi della gamma acustica, pur permettendo la separazione di due emittenti vicine in ordine di lunghezza d'onda. Per la messa a punto sono preferibili i trasformatori provvisti di nuclei di agglomerato ferroso, che consentono, mediante avvitamento, di essere più o meno spinti nell'interno degli avvolgimenti, favorendo così una dolcissima regolazione.

L'azione del controllo automatico di volume è, come si è

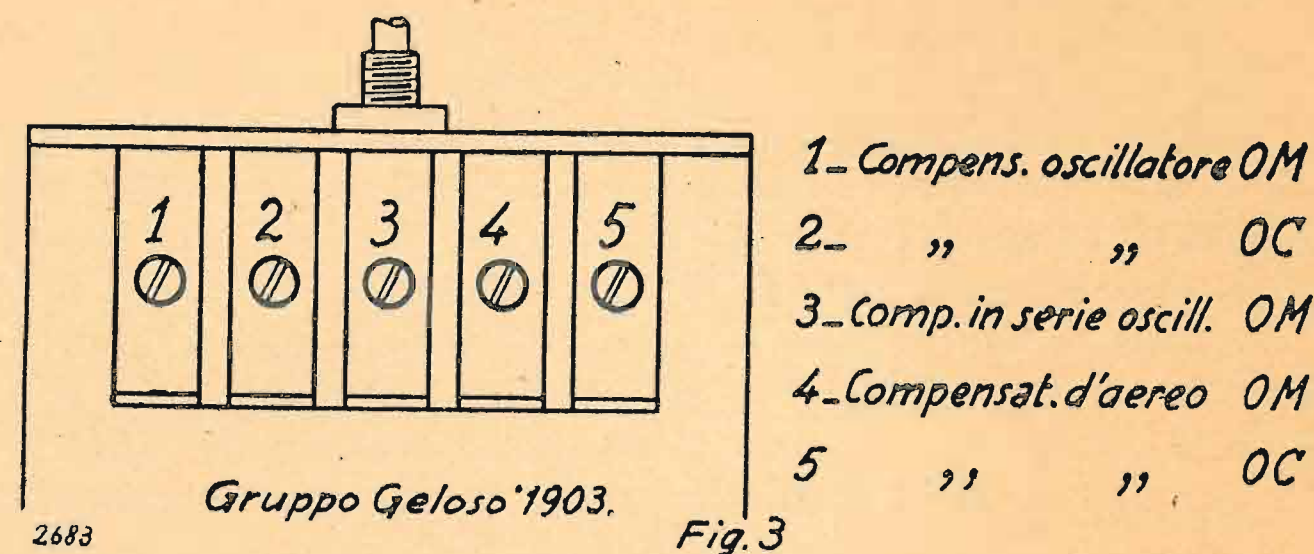



Fig. 3

detto molto efficace per il fatto che le valvole controllate sono tre: il segnale è prelevato direttamente dalla placca della amplificatrice di media frequenza, attraverso ad un condensatore di 100 pF. a mica. Esso è del tipo « ritardato » per evitare che entri in azione anche per segnali molto deboli, portando così una diminuzione della sensibilità del ricevitore. Si può infatti notare come il catodo della sezione diodica della 6B8-G, essendo in comune con quello della sezione pentodica, sia polarizzato verso massa quanto quest'ultimo; polarizzazione che provoca appunto il ritardo.

Il controllo manuale di volume è inserito all'ingresso della valvola preamplificatrice di bassa frequenza, la quale poi è accoppiata con lo stadio finale mediante resistenza-capacità. (Da notare a questo proposito che la resistenza di carico anodica richiesta dalla WE 18 è in ogni caso di 130 Ko, resistenza che può essere suddivisa in due parti di 100÷30 kohm, data la difficoltà di trovarla di quel valore esatto).

Il controllo manuale di tono ha un'azione molto sentita, e provoca una variazione dolcissima di timbro senza una variazione di volume. Ad esso è accoppiato l'interruttore di linea dell'apparecchio. Questa disposizione è forse migliore: se infatti fosse in unione al potenziometro controllante il volume, si potrebbe avere ronzio nell'altoparlante per la presenza, vicino al circuito di ingresso della prima valvola in bassa frequenza, di conduttori percorsi da corrente alternata. Trattandosi invece del contollo di tono, applicato prima della valvola finale, questa vicinanza non ha più importanza, data la scarsa amplificazione dell'ultimo stadio.

Lo stadio finale non presenta grandi particolarità, fatta eccezione dall'introduzione di una certa reazione negativa, prelevata sulla bobina mobile ed applicata sul catodo della preamplificatrice a bassa frequenza; essa serve, sfruttando il fatto che il primo stadio a b. f. dà una notevole amplificazione, a portare la riproduzione ad un grado impeccabile. Basta porre attenzione a prelevare sul secondario del trasformatore di uscita la tensione realmente sfasata rispetto a quella esistente ai capi della resistenza da 200 ohm sul catodo della E 18, per non incorrere in una poco opportuna reazione positiva con innesco e produzione di fischi. Perciò occorre semplicemente procedere per tentativi. Il grado di controreazione è piuttosto debole: esso è volutamente così, sia per non diminuire eccessivamente l'amplificazione, sia perchè, alle frequenze estreme della gamma udibile, sulla bobina mobile la tensione non è perfettamente in fase a quella esistente sulla placca della finale, per la presenza del trasformatore di uscita. Di conseguenza anche la tensione di reazione negativa non è più sfasata esattamente di 180° rispetto a quella d'ingresso. Questo però porterebbe inconvenienti solo nel caso di forti gradi di controreazione.

La valvola 6L6-G alimentata secondo i dati delle Case costruttrici, è in grado di fornire un'elevata potenza d'uscita, che rasenta i 6 watt vicino alla saturazione (con una tensione bassa frequenza d'ingresso di circa 14 volt) sufficiente ad azionare convenientemente anche un altoparlante a grande cono. Il ricevitore è perciò adatto a costituire, con un buon complesso fonografico, un radiofonografo di media potenza. La polarizzazione dello stadio finale è automatica; nella parte a bassa frequenza sono state prese tutte le precauzioni per evitare il passaggio di residui di alte frequenze, che potessero nuocere alla stabilità del sistema: a tale scopo servono un primo filtro composto da una resistenza di 50.000 ohm e da un condensatore a mica da 50 pF. all'uscita della rivelazione, e un condensatore da 100 pF. sulla griglia della valvola finale. Inoltre, per migliorare la curva di risposta, si è posto un condensatore da 3.000 pF. in parallelo al primario del trasformatore di uscita. Quest'ultimo deve essere dimensionato un po' largamente in vista della rilevante corrente consumata dalla 6L6-G per l'alimentazione anodica: ciò nel caso che si disponga di 250 volt massimi all'uscita del filtro, e questi vengano applicati sia all'anodo che allo schermo della valvola, la corrente anodica di essa si aggira quindi sui 70 mA. Se invece si può disporre di 300 volt positivi livellati, all'anodo si applica tale tensione, mentre allo schermo si fornisce un potenziale di soli 200 volt, ottenuti mediante caduta da una resistenza in serie, opportunamente calcolata secondo la legge di Ohm, col solito condensatore verso massa. La corrente anodica della finale è in questo caso solo di 50 mA, ed essa richiede anche una tensione di polarizzazione leggermente minore, dando la medesima potenza d'uscita del caso precedente, con una tensione alternativa di griglia minore: cioè la valvola in queste condizioni acquista sensibilità di potenza.

Alcuni cenni ora sull'alimentazione. Sarà bene usare un trasformatore di circa 60 VA, per alimentare con larghezza lo stadio finale: solo in questa maniera si potrà ottenere veramente la potenza d'uscita indicata. Il secondario ad alta tensione dovrebbe erogare una corrente di almeno 2 × 330 volt/0,1 A ovvero di 2 × 360 volt/0,06 A, a seconda delle condizioni in cui si fa lavorare lo stadio finale, come è stato detto precedentemente. Fa d'uopo però notare che, richiedendosi raramente una potenza d'uscita così elevata, anche alimentando la valvola 6L6 come un qalsiasi altro pentodo di minor potenza, si ottengono ottimi risultati, specialmente dal lato qualità. (In queste condizioni, infatti la valvola non si sovraccarica certamente). E' cioè possibile servirsi di un trasformatore anche solo di 40/50 VA totali, cioè del tipo più comune e facilmente reperibile. Volendo, si può addirittura sostituire la valvola 6L6-G con un'altra di minore potenza, per esempio con la 6V6-G (potenza d'uscita 4 watt), o con la 6F6-G (3 watt); esiste anche un'altra valvola finale di tipo europeo, di ottime caratteristiche: la EL3, che con un segnale di soli 3,6 volt alla griglia, dà la massima potenza d'uscita, 4,3 watt. In quest'ultimo caso però la resistenza catodica di autopolarizzazione deve essere di soli 150 ohm.

Il trasformatore è inoltre provvisto di un altro secondario da 5 volt/2 amp., bene isolato da tutti gli altri avvolgimenti, che fornisce la corrente necessaria all'accensione della valvola raddrizzatrice. Un terzo secondario eroga i 6,3 volt/2,5 amp. per l'accensione di tutte le altre valvole e delle tre lampadine della scala parlante e dell'indicatore di gamma. Queste lampadine sono del tipo 6 volt/0,2 amp. zoccolo micro. L'alta tensione è prelevata da un estremo del filamento della raddrizzatrice e viene filtrata da una cella composta da un condensatore elettrolitico di 8 microfarad/500 volt, seguito dall'avvolgimento di campo dell'altoparlante che funziona da impedenza di livellamento, e da un condensatore, sempre elettrolitico, da 12 microfarad/500 volt. Una seconda cella di filtro è costituita dalla resistenza da 5.000 ohm e dal condensatore elettrolitico di 4 microfarad/500 volt. Questo secondo filtro svolge il compito, sia di livellare ulteriormente la tensione anodica della prima valvola, sia di prevenire effetti di rumorosità nelle onde corte dovuti all'accoppiamento dello stadio finale con l'oscillatore locale, attraverso l'alimentazione ad alta tensione.

Le griglie-schermo delle due prime valvole richiedono la stessa tensione di polarizzazione, alla quale provvede, per semplicità, un solo gruppo riduttore, formato da una resistenza di 50.000 ohm, a valle della quale è posto un condensatore a carta di 50.000 pF., indispensabile per la stabilità di tutto il sistema. Non sono da temere inconvenienti per il fatto che gli schermi delle due valvole sono collegati insieme.

Grazie a quest'accurato complesso di livellamento, nell'altoparlante si ha completa assenza di ronzio, anche con il regolatore di volume dell'apparecchio, e bisogna porre attenzione nel ben disporre i collegamenti della bassa frequenza, per non annullare i buoni risultati ottenuti. Aquesto scopo servono i dettagli costruttivi che saranno dati nella parte riguardante il montaggio dei vari pezzi.

Si noti inoltre il condensatore da 10.000 pF. posto fra un estremo della rete e la massa, che cortocircuita i disturbi captati dalla linea di alimentazione. Un estremo dell'accensione filamenti è posta a massa; sconsigliamo però di effettuare il ritorno dell'accensione attraverso al telaio; meglio usare treccina di filo di rame isolato da 2 × 1 mm facendola correre aderente alle pareti interne del telaio, e facendo in un sol punto il collegamento a massa di un estremo.

E' bene che il primario del trasformatore di alimentazione sia provvisto di prese per le diverse tensioni in uso in Italia, quali 110, 125, 140, 160, 220 volt. Ciò rende l'apparecchio utilizzabile su tutte le reti di distribuzione a corrente alternata.

Per quanto riguarda il sistema di captazione, dato che l'installazione di un'antenna esterna è ora vietata, si può ricorrere ad un aereo interno dello sviluppo di qualche metro, più che sufficiente a dare una buona ricezione. Altrimenti si ricorre al noto ripiego di usare quale antenna una buona presa di terra (per esempio il tubo dell'acqua), lasciando libero, all'apparecchio, il terminale segnato « terra ».

Notiamo infine, in derivazione alle resistenze catodiche delle valvole WE 18 e 6L6-G, i due condensatori elettrolitici da 10 microfarad/25 volt, che hanno lo scopo di favorire il passaggio delle basse frequenze le quali interessano appunto questa parte del circuito.

La costruzione.

Si è ormai già così diffusamente parlato su queste pagine del modo di montare correttamente un radioricevitore, che credo inutile dilungarmi oltre. Del resto, il dilettante che monterà questo apparecchio non sarà certo alle sue prime armi, e non gli riuscirà difficile, sulla scorta dello schema elettrico, ricavare un buon piano di montaggio. Altrimenti per la disposizione dei pezzi ci si attenga allo schema costruttivo di qualche simile apparecchio con ugual numero di valvole, pubblicato negli scorsi numeri dell' « Antenna ».

Potranno ad ogni modo essere utili le seguenti succinte istruzioni. Si monti l'apparecchio su un telaio di alluminio o di ferro, delle dimensioni di ~ 16 × 31 cm., profondità 8 cm.; sarebbe anche possibile diminuire queste dimensioni per realizzare un montaggio più compatto: ciò che però complicherebbe non poco la costruzione, rendendo difficile stendere i collegamenti e distanziare opportunamente i vari organi. Durante il montaggio va infatti tenuto presente che:

1°) Il trasformatore d'alimentazione non sia fissato vicino agli organi dell'alta frequenza, per evitare ronzio indotto per via elettrostatica; ciò vale anche nei riguardi del trasformatore d'uscita, nel caso che esso sia montato sul telaio, e che potrebbe essere dannosamente influenzato dalla vicinanza del primo trasformatore.

2°) La valvola raddrizzatrice e la valvola finale (che sono quelle che si riscaldano maggiormente) non si trovino in posizione tale da aumentare molto la temperatura del trasformatore d'alimentazione e dei condensatori elettrolitici, per i quali ultimi il calore ha un effetto molto nocivo, distruggendo la sottilissima pellicola dielettrica di ossido di alluminio.

3°) Se la distanza tra il telaio e l'altoparlante non è grande, è meglio collocare il trasformatore d'uscita sul primo; dal secondario di esso infatti viene prelevata la tensione per la reazione negativa; se il trasformatore fosse montato sul

cestello dell'altoparlante, sarebbe necessario un cordone a 5 fili anzichè a 4.

4°) Il modo migliore di montare la valvola WE 18 consiste nel munire lo zoccolo di questa di un cordone a 7 fili, della lunghezza di circa 30 cm., alla cui estremità libera sia fissata una spina standard octal americana (lasciando senza collegamento un piedino). Sulla parte superiore del telaio, in posizione opportuna, si avviti uno zoccolo octal corrispondente: a sette terminali di esso si fanno i collegamenti che vanno alla valvola WE 18, badando bene di non commettere errori col riferirsi alla posizione dei contatti rispetto alla tacca centrale. Inserendo la spina, la valvola viene così posta in circuito: ad essa si può assegnare la posizione più adatta per la comoda visione dello schermo fluorescente; per lo più la si pone immediatamente sopra o vicino alla scala parlante, fissandone lo zoccolo con due squadrette. E' bene, per il collegamento della griglia e della placca della sezione pentodo, fare uso di cavetto schermato.

5°) La valvola 6B8 va munita di schermo d'alluminio, per evitare inneschi di media frequenza.

Si proceda innanzi tutto al fissaggio dei vari organi sul telaio. Superiormente ad esso, oltre alle valvole, trovano posto: il condensatore variabile, i due trasformatori di media frequenza, i condensatori elettrolitici della prima cella di filtro (montati verticalmente), e il trasformatore d'alimentazione.

Il secondo schizzo suggerisce una maniera di disporre i diversi pezzi: come si noterà, questa disposizione si accorda con la foratura dei telai delle dimensioni necessarie, già esistenti in commercio. Ciò facilita grandemente il lavoro meccanico di montaggio.

All'interno del telaio si possono collocare: il gruppo di alta frequenza ed il condensatore elettrolitico della seconda cella di filtro.

Il cambio-tensioni, a meno che non faccia già parte del trasformatore d'alimentazione, si applica alla testata posteriore del telaio, ove trovano anche posto la presa per l'altoparlante (zoccolo americano a 4 fori), per il riproduttore fonografico ed i serrafili «Antenna» e «Terra». A questo punto s'incomincia la posa dei collegamenti; le resistenze e i condensatori (non troppo ingombranti e pesanti) vanno semplicemente fissati per i loro terminali: in tal modo anche i collegamenti risultano i più brevi possibili.

Le prime connessioni da sistemare sono quelle del circuito di alimentazione; precisamente quelle intercorrenti fra trasformatore e cambio tensioni, fra i secondari e la raddrizzatrice, i condensatori elettrolitici, i filamenti delle valvole. Quindi le reti di polarizzazione dei catodi e delle griglie schermo. In seguito si passa alla parte di bassa, poi di media, e per ultimo di alta frequenza.

Si monta quindi l'eventuale scala parlante, facendo gli ultimi collegamenti con le lampadine del quadrante.

MESSA A PUNTO.

Prima di procedere alla messa a punto del ricevitore, è necessario controllare per mezzo di un ohmetro la continuità e l'isolamento dei diversi circuiti, e verificare con attenzione che i collegamenti siano perfettamente saldati. Si abbia cura di non accendere l'apparecchio se la spina dell'altoparlante non è innestata nel suo zoccolo, e ciò per evitare il danneggiamento del primo elettrolitico di filtro.

Ammettendo che l'apparecchio si accenda regolarmente (ciò che avviene se il montaggio è stato eseguito con cura), si misurino le tensioni ai piedini delle valvole, con voltmetro da 1000 ohm/volt. Queste devono essere comprese nei limiti normali: in caso contrario si provveda alla modifica opportuna di qualche valore.

Si provi dapprima la bassa frequenza, possibilmente con l'aiuto di un complesso fonografico; in mancanza di questo, toccando con un dito la griglia controllo della WE 18, si deve udire nell'altoparlante un forte ronzio. Ci si assicuri quindi che la prima valvola oscilli regolarmente: si può controllare se questo avviene per tutta la gamma inserendo un milliamperometro da 1 MA fondo-scala in serie alla ressitenza della griglia n. 1 della 6A8: una corrente di 200÷300 micro A. è indice di regolare oscillazione.

Per l'allineamento dei circuiti, disponendo di un oscillatore modulato, non si corre incontro a grandi difficoltà. Il misuratore d'uscita è quasi superfluo, potendo servire a questo scopo l'indicatore di sintonia. Si tarano dapprima i due stadi di media frequenza a 467 kHz, regolando i nuclei mobili degli avvolgimenti sulla massima uscita. Chi non dispone dell'oscillatore, capti una qualunque stazione ad onde medie, regolando poi i trasformatori fino alla massima udibilità.

Sia per le onde medie che per le onde corte, i punti della scala di prendersi come riferimento sono quelli corrispondenti all'inizio e alla fine della gamma ,circa. Per il punto a frequenza più alta si agisce operando sul compensatore in parallelo al variabile dell'oscillatore, per quello a frequenza più bassa, regolando opportunamente il compensatore in serie (padding). Quindi si manovra il compensatore d'aereo fino alla massima uscita. Per l'individuazione dei compensatori sui gruppi del commercio, si veda lo schizzo 3. Le operazioni suddette vanno ripetute più volte, affinchè la messa in passo risulti esatta su tutta la scala.

NOTA - I condensatori fissi segnati in derivazione agli avvolgimenti dei due trasformatori di media frequenza, fanno parte integrante di questi e sono già collegati nell'interno dello schermo. Essi servono a portare all'esatto valore la frequenza di risonanza degli avvolgimenti stessi. La loro capacità è di circa 250 pF. La regolazione della media frequenza avviene, come si è detto, mediante spostamento dei nuclei ferromagnetici.

Per chi desiderasse autocostruirsi le bobine sia per le sole onde medie, che per le onde corte e medie consigliamo la monografia N. 1 «Circuiti oscillatori e bobine per Radiofrequenza», edita recentemente dalla ns. casa editrice.

Cambiando opportunamente gli zoccoli, la 6A8-G può essere sostituita dalla 6A7, la 6B8-G dalla 6B7, la 5Y3-G dalla 80. Tutto il resto rimane invariato. Disponendo per l'accensione anche di 2,5 volt, si possono usare al posto della 6A8-G la 2A7 (accens. a 2,5 v.), della 6B8-G la 2B7 (id.).

Origine e teoria del cambiamento di frequenza nei radioricevitori

(Continuazione dal N. 9-10-11-12/1944)

ing. B. PIASENTIN

Posto per semplicità di scrittura che il grado di modulazione sia eguale a 1, ad avvenuta sovrapposizione delle due oscillazioni la (2) diventa:

$$a = A \operatorname{sen} \omega t + \frac{A}{2} \cos(\omega - W)\, t - \frac{A}{2} \cos(\omega + W)\, t + $$
$$+ M \operatorname{sen}(\omega\, t) \qquad (3)$$

Quest'ultima relazione, allo scopo di mettere meglio in evidenza l'intima essenza del fenomeno reale, può essere scritta nella seguente maniera:

$$a = [A \operatorname{sen} \omega t + M \operatorname{sen} \omega' t] + \left[\frac{A}{2} \cos(\omega - W) t - \frac{M}{2} \operatorname{sen} \omega' t\right] -$$
$$- \left[\frac{A}{2} \cos(\omega + W) t + \frac{M}{2} \operatorname{sen} \omega' t\right] \qquad (4)$$

La (3) e la (4) sono perfettamente equivalenti quindi la (4) può essere assunta tranquillamente come l'espressione effettiva del risultato a cui si perviene sovrapponendo le due oscillazioni.

Si vede subito, e più avanti lo dimostreremo in modo semplice, come ognuna delle tre espressioni scritte fra parentesi quadre al secondo membro della (4), equivale ad un'unica grandezza alternativa sinusoidale di pulsazione rispettivamente $(\omega - \omega')$ $(\omega - \omega' + W)$ $(\omega - \omega' - W)$, quindi la (4) in perfetta analogia formale con la (2), equivale alla rappresentazione analitica di una grandezza radioelettrica modulata di pulsazione $(\omega - \omega')$ e modulata secondo la W. L'unica differenza fra la (4) e la (2) consiste nella sostituzione alla pulsazione portante ω con la pulsazione $(\omega - \omega')$ che fa pure parte delle radiofrequenze ma è però di valore molto più basso.

Naturalmente trattandosi di battimenti, $(\omega - \omega')$ non rappresenta affatto una nuova frequenza nella quale sia stata mutata quell iniziale, m rppresent bensì una pulsazione simmetrica di ampiezza, il che è sostanzialmente ben diverso. Ciò valga ancora a chiarire il motivo per cui una successiva amplificazione in corrispondenza alla frequenza di battimento prevede come indispensabile un processo di rivelazione.

Dunque riassumendo, il procedimento si svolge come segue«

L'aereo è investito da una oscillazione f modulata dalla frequenza F; anzichè amplificare direttamente la f modulata, provochiamo la formazione di una serie di battimenti di frequenza f_m sovrapponendo una oscillazione locale f'. Posto che l'ampiezza e la frequenza di f' si mantenga costante, si ha per risultato la formazione di una grandezza oscillante assai complessa la qualee pur conservando inalterato l'inviluppo della modulazione pulsa pure contemporaneamente alla frequenza f_m.

Tale frequenza f_m pur essendo sempre dell'ordine delle radiofrequenze, ha tuttavia un valore relativamente modesto in modo che la sua amplificazione può avvenire in modo efficace, con elevato rendimento e senza particolari difficoltà costruttive o tendenze alla instabilità.

Per una ancor maggiore evidenza possiamo affermare che in effetto il cambiamento di frequenza opera sulla oscillazione portante ricevuta una vera e propria seconda modulazione, della quale noi sfruttiamo una delle due bande laterali create per continuare el'amplificazione a una frequenza fissa stabilita, più comoda a tutti gli effetti. Anche esaminando il processo sotto questo punto di vista (del quale vedremo anzi più avanti una vera conferma) è evidente l'essenzialità di un processo di rivelazione per realizzare l'amplificazione alla frequenza di battimento, nè più e nè meno come è necessaria la rivelazione per mettere in evidenza la modulazione acustica di una normale portante modulata.

Una volta effettuata l'amplificazione attraverso gli stadi a frequenza intermedia f_m, seguirà la normale rivelazione del segnale acustico.

* * *

Più sopra abbiamo affermato che ognuno lei tre termini al secondo membro della (4) si può riguardare come un'unica grandezza alternativa di pulsazione rispettivamente

$$(\omega - \omega') \quad (\omega - \omega' + W) \quad (\omega - \omega' - W)$$

Ciò può essere subito facilmente verificato.

Esaminiamo per esempio la relazione seguente:

$$R \operatorname{sen}(\omega t) + S \operatorname{sen}(\omega' t)$$

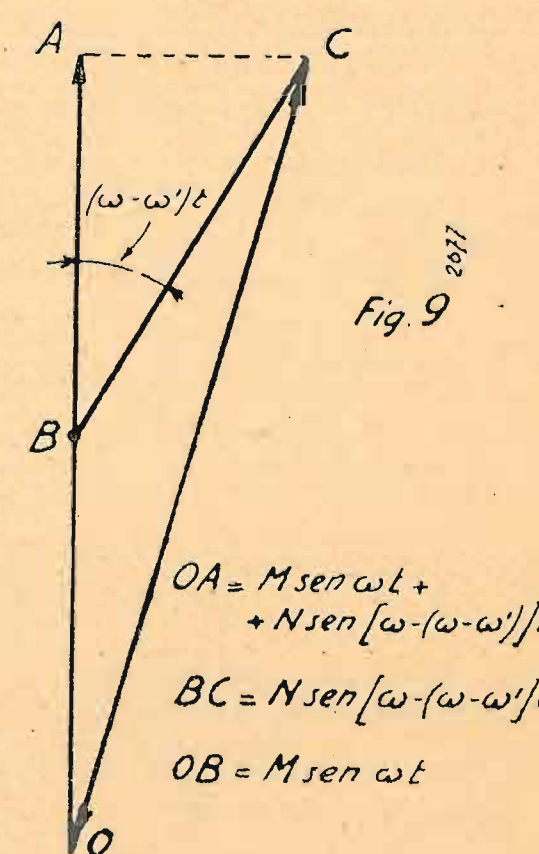
Essa si può scrivere

$$R \operatorname{sen} \omega t + S \operatorname{sen} \quad [\omega - (\omega - \omega')]\, t$$

dalla quale possiamo concludere che date due grandezze alternative sinusoidali di frequenza diversa, la loro somma si può riguardare come quella di due oscillazioni aventi frequenza eguale alla maggiore delle due, ma spostate di fase di un angolo che varia nel tempo secondo una certa legge che nel nostro caso è rappresentata dalla relazione $(\omega - \omega')t$.

Ne è pertanto possibile una rappresentazione grafica mediante due vettori isofrequenziali di fase continuamente variabile l'uno rispetto all'altro, in modo che a un certo istante si troveranno in concordanza e a un certo altro in opposizione di fase, indefinitamente, passando attraverso tutte le varie posizioni intermedie. Avremo quindi in definitiva un vettore animato contemporaneamente da due moti: uno di rotazione corrispondentemente alla pulsazione ω e uno di variazione periodica di ampiezza secondo la pulsazione $\omega - \omega'$, cioè alla frequenza f_m.

La fig. 9 illustra graficamente l'andamento del processo. Il vettore $O\ B$ ruota intorno al punto O con pulsazione corrispondente alla frequenza f. Di conserva con il vettore $B\ C$ il quale è

Fig. 9

animato contemporaneamente da un moto di rotazione corrispondente alla frequenza f_m; a seconda della posizione che $B\ C$ occupa rispetto a $O\ B$, il vettore risultante di $O\ C$ varierà la propria ampiezza da un massimo a un minimo conritmo perfettamente corrispondente alla f_m.

Si capisce pertanto che se noi applichiamo ai capi di un circuito oscillante accordato al lafrequenza f_m due forze elettromotrici alternate di frequenze rispettivamente f ed f', previa opportuna rivelazione, esso entrerà in risonanza soltanto per la sua frequenza propria mettendo quindi in evidenza solo la f_m come se le f ed f non esistessero affatto.

* * *

Il sistema di cambiamento di frequenza che siamo andati esaminando sia dal punto di vista pratico che da quello teorico, dicesi « per somma » ed è universalmente noto col nome di supereterodina. Esso però non è l'unico nè il più diffuso. Varie ragioni di indole tecnica e un più pratico orientamento costruttivo hanno invece determinato l'affermarsi di un altro sistema di cambiamento di frequenza detto « per prodotto » dato che con esso si attua un vero e proprio sistema di modulazione.

Tutti i moderni radioricevitori a cambiamento di frequenza sono chiamati piuttosto impropriamente « supereterodine » perchè in effetto sono tutti della famiglia dell'Ultradina.

Il contenuto del fenomeno sostanzialmente è lo stesso per ambedue i sistemi, e la accennata distinzione sotto un certo punto di vista potrebbe anche giustificarsi come due diverse interpretazioni di uno stesso fenomeno, e ambedue conducenti allo stesso risultato. Vogliamo ora vedere in che cosa consista questo cambiamento di frequenza « per prodotto ».

Sia $a = f(t)$ sen(ωt) l'espressione analitica della oscillazione radioelettrica modulata che investe l'aereo ricevente inducendo una f.e.m. corrispondente nel circuito oscillante d'entrata del ricevitore; per mezzo di un oscillatore elettronico qualsiasi produciamo un'altra oscillazione radioelettrica di ampiezza costante e pulsazione ω'.

Procediamo quindi a modulare l'ampiezza costante di tale oscillazione locale con gli stessi segnali raccolti dall'aereo.

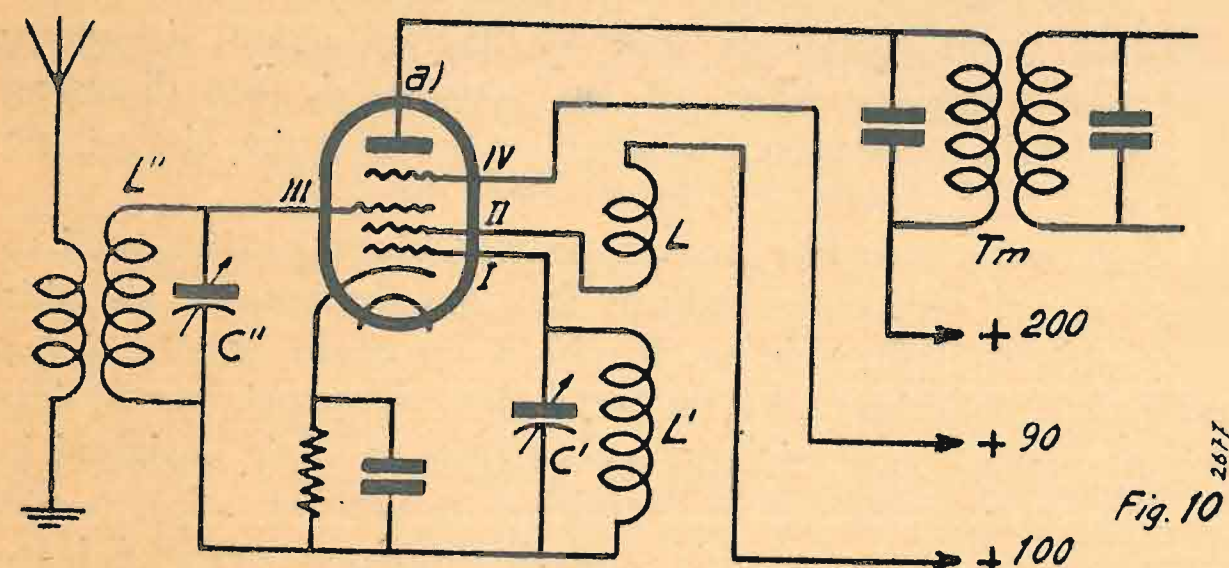



Fig. 10

Analiticamente, se $h = H$ sen $(\omega' t)$ rappresenta l'oscillazione locale, una volta avvenuto il processo di modulazione da parte della oscillazione in arrivo avremo una grandezza risultante variabile in modo assai complesso, rappresentabile analiticamente con l'espressione:

$$h' = [f(t) \operatorname{sen}(\omega t)] \operatorname{sen}(\omega' t) \qquad (5)$$

In questa espressione l'ampiezza relativa alla oscillazione locale variabile secondo la legge sen$(\omega' t)$, risulta doppiamente modulata in quanto lo è dalla portante in arrivo la quale a sua volta è modulata dalla frequenza acustica del segnale trasmesso, $\delta(t)$.

La (5), da semplici regole trigonometriche, si può scrivere:

$$h' = \frac{\delta(t)}{2} \cos(\omega - \omega')t - \frac{\delta(t)}{2} \cos(\omega + \omega')t \qquad (7)$$

Pertanto h' si può riguardare come la risultante di due componenti di rispettive pulsazioni $(\omega - \omega')$ $(\omega + \omega')$ e ambedue aventi impresse le caratteristiche della modulazione da ricevere.

Ora se facciamo in modo che il valore di ω' sia tale che $(\omega - \omega')$ risulti molto diverso da $(\omega + \omega')$, il chè si ottiene ovviamente per ω non molto diverso da ω', avremo che se applichiamo la h' in un circuito, accordato per esempio sulla $(\omega - \omega')$, in esso si stabilirà una efficace circolazione di corrente oscillante solo per quanto riguarda la componente $(\omega - \omega')$, mentre la componente $(\omega + \omega')$ non avrà nessun effetto essendo di valore troppo diverso dalla risonanza del circuito.

E' chiaro quindi come mediante un procedimento di modulazione si possa passare dalla $a = f(t)$ sen(ωt) alla $h'' = \frac{f(t)}{2} \cos(\omega - \omega')t$ attraverso la formazione della (5).

Delle due componenti si sfrutta quella corrispondente alla differenza delle due pulsazioni poichè evidentemente la costruzione di un amplificatore a radiofrequenza risulta in questo caso più efficace, di più semplice realizzazione e maggior rendimento. Che la frequenza portante sia mutata da ω a $\omega - \omega'$ non altera minimamente la frequenza del segnale ricevuto, assolvendo essa alla sola funzione di supporto.

Secondo questo principio che va sotto il nome di Ultradina e che si fonda sul processo di modulazione, sono realizzati quasi

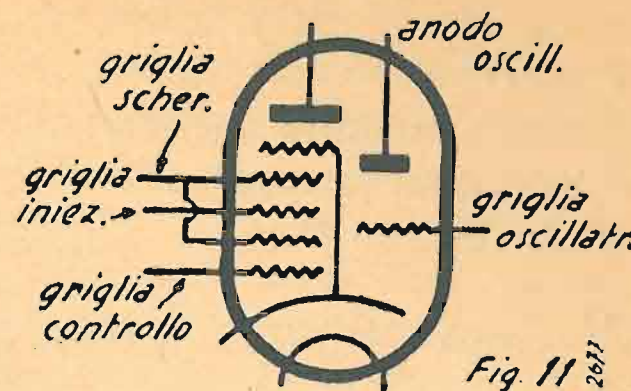



Fig. 11

tutti i moderni radioricevitori attraverso forme le più diverse. Esso infatti si può realizzare sia ricorrendo all'uso di due tubi termoionici distinti montati in modo che l'oscillazione di uno va a modulare la corrente dell'altro, sia ricorrendo a tubi speciali quali in un primo tempo la valvola bigriglia, e attualmente i modernissimi tubi convertitori a molte griglie.

Una valvola convertitrice è costituita sostanzialmente di due valvole racchiuse entro un unico bulbo di vetro, aventi il catodo in comune e gli altri elettrodi assolventi rispettivamente alla funzione di oscillatrice e amplificatrice-modulatrice. Il processo di modulazione avviene per via elettronica e può essere schematicamente rappresentato come in fig. 10. E' una valvola provvista di ben quattro griglie le quali, a partire dal catodo hanno funzioni così distribuite: la prima e la seconda assolvono rispettivamente alla funzione di griglia e anodo costituendo l'unità oscillatrice; la terza è la normale griglia controllo e la quarta la griglia schermo della seconda unità completata dall'anodo a). Il flusso elettronico che parte dal catodo, passando attraverso le due prime griglie, le quali sono sede delle oscillazioni locali, subisce un primo processo di modulazione; la terza griglia è però sede delle oscillazioni raccolte dall'aereo cosicchè il flusso elettronico già modulato dalle due prime griglie subisce una seconda modulazione. Nel circuito anodico scorrerà ovviamente una corrente la quale sarà il risultato di tali due modulazioni, perfettamente come volevasi ottenere. Quando nel circuito anodico sia inserito un circuito oscillante accordato su una delle due componenti che hanno luogo dal processo, in esso si desterà una corrente oscillante corrispondente, come se la griglia fosse solo eccitata da una tensione oscillante simile.

Se osserviamo la struttura di una di tali valvole converti-

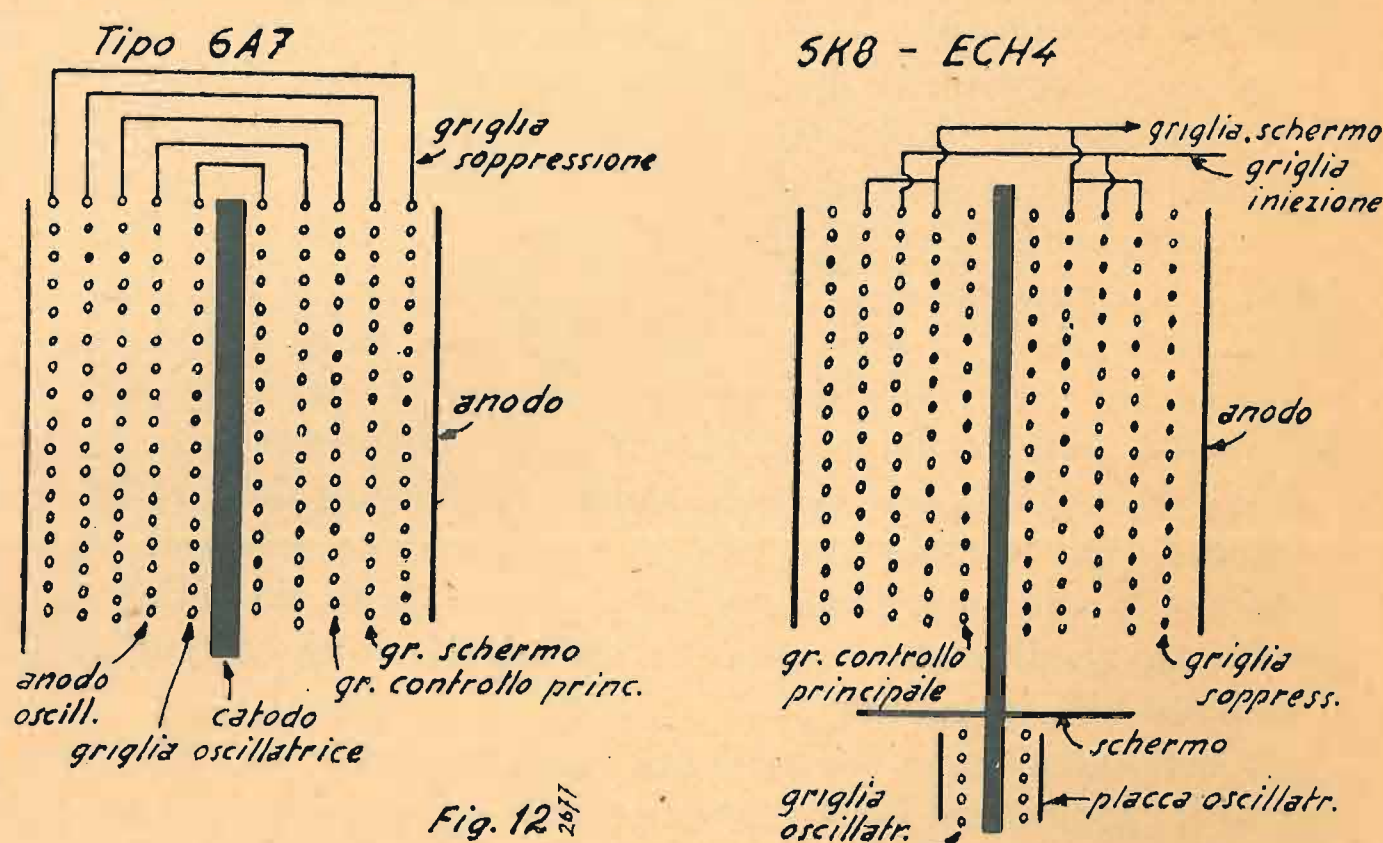



Fig. 12

trici, di cui la americana 6A7 costituisce il prototipo, possiamo constatare che tutti gli elettrodi disposti concentricamente attorno al catodo hanno una disposizione e successione come quella raffigurata in fig. 10. Un tale tipo di valvola pur rappresentando un grande progresso rispetto ai tipi precedenti, aveva tuttavia i suoi difetti, tanto più sentiti dalla grande diffusione delle onde corte, cosicchè a migliorarne l'efficienza è seguito e si è definitivamente affermato un altro tipo di valvola convertitrice nota col nome di Triodo-esodo o Triodo-eptodo, a se-

conda del tipo. In essa sono effettivamente contenute due valvole, un triodo oscillatore e un pentodo amplificatore con il catodo in comune ma costituenti effettivamente due unità distinte come è schematicamente rappresentato in fig. 11. L'accoppiamento fra le due è ottenuto collegando la griglia della parte triodo a una griglia speciale della parte pentodo, detta griglia di iniezione. Il prototipo di tale valvola è la 6K8 americana, oppure la ECH4 europea, e sono valvole che hanno una altissima efficienza sotto tutti i punti di vista. La fig. 12 chiarisce meglio la differenza esistente fra i suddetti due tipi di valvole.

ALCUNE CONSIDERAZIONI SULLA MEDIA FREQUENZA.

Nelle prime supereterodine si adottavano valori molto bassi per la media frequenza, e precisamente sulla base di 100-150 Kc. La ragione giustificativa di valori così bassi risiedeva sulla maggiore facilità a realizzare amplificatori stabili, nonchè nel fatto che la selettività dell'apparecchio risultava di molto aumentata per merito appunto del sistema di ricezione, indipendentemente dal numero degli stadi accordati: infatti, supposto come avviene normalmente, che la larghezza di un canale di modulazione sia di 10 Kc. due stazioni contigue distano fra loro appunto di 10 Kc., il chè alla frequenza portante di 1000 Kc. rappresenta l'1% della frequenza di risonanza del circuito accordato.

Ovviamente una tale percentuale di scarto per un segnale fuori risonanza è assai bassa. Lo stesso scarto però, una volta avvenuto il cambiamento di frequenza, posto che la media frequenza sia di 100 Kc., assume il valore del 10% rispetto alla nuova frequenza di risonanza, e si capisce quindi subito come l'effetto selettivo dello stadio amplificatore risulti aumentato.

Questo che è un indiscutibile vantaggio ha però i suoi inconvenienti i quali appunto stabiliscono dei limiti al diminuire della frequenza intermedia. Tali inconvenienti erano facilmente tollerati nei primi tempi in cui erano minori le esigenze e... fortunatamente era minore anche il numero delle emittenti ma oggi che l'etere è così congestionato dal numero stragrande di trasmettitori sempre più potenti e che un radioricevitore non è più concepito come un tempo strumento da laboratorio, privilegio di pochi, tali inconvenienti non sono più tollerabili e si è dovuto adottare per la media frequenza valori meno convenienti agli effetti del rendimento ma necessari per stabilire un giusto compromesso fra pregi e difetti, facilità di manovra e assenza di disturbi estranei. Attualmente le medie frequenze hanno valori compresi fra i 350 e i 500 Kc. Il sottoscritto, è però del parere che, previe opportune modifiche ai radioricevitori, accanto alle medie frequenze di 500 Kc. ritorneranno di uso efficace ancora quelle a 100 Kc. Avremo occasione di esaminare in un prossimo articolo un tale punto di vista.

Gli inconvenienti cui abbiamo accennato si riferiscono al fenomeno della doppia ricezione, che si manifesta particolarmente quando il circuito di entrata è poco selettivo. Supponiamo infatti che il circuito di ingresso sia accordato sulla frequenza di 800 Kc.; se l'amplificatore a frequenza intermedia è tarato per una frequenza di 100 Kc. noi per poter ricevere la frequenza di 800 Kc. potremo accordare l'oscillatore locale sia alla frequenza di 700 Kc. sia a quella di 900 Kc. Quindi per ogni singola frequenza di ingresso corrispondono sempre due posizioni distinte nella sintonia dell'oscillatore, posizioni tanto più vicine quanto più bassa è la media frequenza. Nel nostro caso le due posizioni disterebbero fra loro di 200 Kc. Inversamente avviene pel circuito di ingresso rispetto alla sintonia dell'oscillatore. Infatti posto che l'oscillatore locale sia accordato alla frequenza di 900 Kc. avremo che quando la sintonia è sui 1000 Kc. dovremmo sentire l'emittente corrispondente a tale frequenza, quando la sintonia è sugli 800 Kc. dovremmo sentire un'altra emittente corrispondente appunto a 800 Kc., sempre ferma restando la sintonia dell'oscillatore. Tutto ciò dà luogo a fastidiosi inevitabili fenomeni di interferenze e fischi che di una supereterodina potrebbero far pensare assai male, specialmente per quanto riguarda la selettività.

Infatti, spostando la sintonia dell'oscillatore per lo scarto di 200 Kc., ferma restando la sintonia di ingresso, abbiamo visto che la ricezione rimane inalterata; se invece, come avviene nei moderni radioricevitori, anche la sintonia di entrata si sposta contemporaneamente di 200 Kc. dato il monocomando, noi ci si porta appunto nelle condizioni di poter ricevere un'altra emittente che disti appunto dalla prima di 200 Kc. Ma se come avviene normalmente, il circuito di sintonia di entrata non è molto selettivo, nonostante lo scarto di 200 Kc. sulla griglia del circuito di ingresso saranno presenti i segnali e della stazione in risonanza e, sebbene attenuati, anche quelli fuori risonanza e ambedue formeranno battimento con l'oscillazione locale, cosicchè nell'amplificatore a frequenza intermedia saranno presenti contemporaneamente due segnali diversi, per quanto elevata possa essere la selettività dell'amplificatore a frequenza intermedia. E' ovvio che quanto più bassa è la media frequenza, tanto più vicine risultano tali doppie posizioni di ricezione e tanto più sentiti i conseguenti effetti.

Il primo rimedio a questi inconvenienti fu logicamente quello di aumentare la selettività del circuito di ingresso, facendolo precedere da uno stadio preamplificatore a sua volta preceduto da un filtro di banda. Naturalmente era un rimedio piuttosto costoso e che complicava non poco la stessa costruzione; in apparecchi più modesti ci si limitò semplicemente a far precedere lo stadio di ingresso da un filtro di banda, tuttavia si capisce subito che agli effetti economici e della semplicità costruttiva e di messa a punto, era sempre una soluzione discutibile, mentre l'efficacia non era troppo notevole. La rapida diffusione degli apparecchi a più gamme d'onda con onde corte diede poi il così detto colpo di grazia alle medie frequenze di basso valore, accentuandosi in tale campo gli inconvenienti lamentati nella gamma delle onde medie, e introducendone altri non meno fastidiosi.

Ci si rese allora conto che non era tecnicamente giustificato il persistere nell'uso dei classici 150-175 Kc. finora adottati e che l'uso di medie frequenze intorno ai 500 Kc. offriva indiscutibili vantaggi e contribuiva non poco alla eliminazione di molti difetti. Infatti con una media frequenza di 500 Kc. le due posizioni di sintonia dell'oscillatore, corrispondenti ad una stessa trasmissione, distano fra loro di ben 1000 Kc., cosicchè nella normale gamma di onde medie larga in tutto 1000 Kc. non potrà mai verificarsi la doppia ricezione, cadendo una delle due posizioni di sintonia sempre fuori della scala. Ne deriva pertanto che si potrà avere un ottimo funzionamento anche con un circuito di ingresso poco selettivo. Va da se che l'invio sulla griglia di ingresso di un segnale ben selezionato giova sempre per un migliore funzionamento e una maggiore sensibilità. I moderni apparecchi di gran classe usano infatti tutti uno stadio preamplificatore prima della valvola convertitrice.

L'amplificatore a media frequenza di quindici anni fa era normalmente costituito da tre stadi con trasformatori tarati sui 175 Kc. e valvole amplificatrici del tipo triodo neutralizzato. L'amplificatore a frequenza intermedia di una moderna supereterodina è normalmente costituito da un unico stadio, con trasformatori accordati sui 500 Kc. e valvola del tipo pentodo a pendenza variabile; solo in apparecchi di altissima classe sono usati due stadi. I risultati che si possono ricavare da una moderna superetorodina con un solo stadio di media frequenza sono superiori a quelli che si ottenevano con i vecchi tipi a tre stadi, e ciò può essere assunto come un indice del notevole progresso compiuto in questo campo, e nella tecnica costruttiva dei circuiti e in quella dei tubi amplificatori.

L'apparecchio a cambiamento di frequenza si è definitivamente imposto su ogni altro tipo ed ha raggiunto un livello di perfezione che potrebbe far pensare a una stasi nel ritmo del progresso in questo specifico campo.

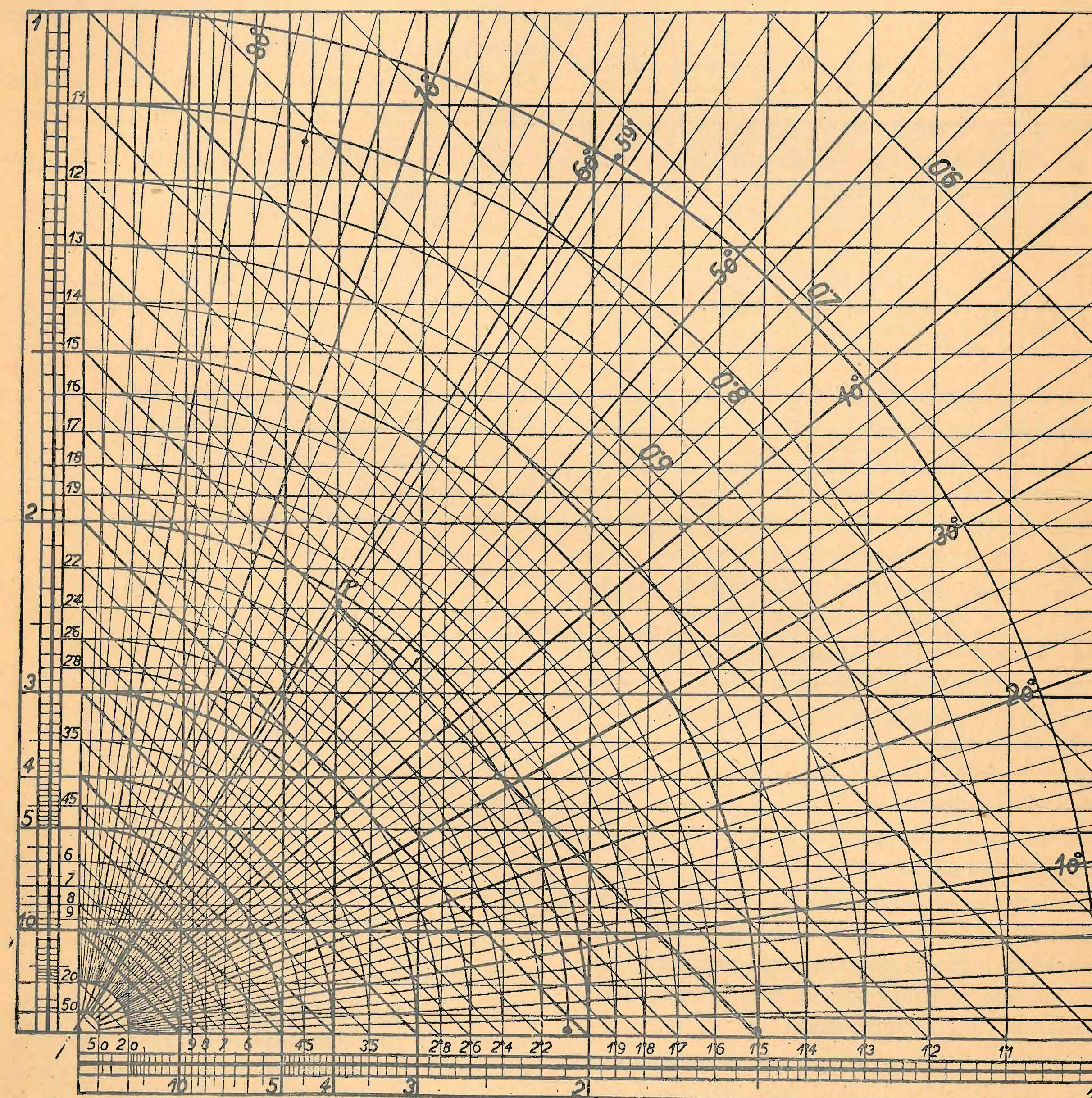
In realtà siamo solo all'inizio di un progresso che non può aver limiti.

Gli apparecchi a cambiamento di frequenza raddoppiato, e quelli a doppio cambiamento di frequenza, per ora limitati a qualche rara esecuzione, devono ancora essere approfonditi e applicati nella comune pratica, e il sottoscritto pensa che lo saranno presto in considerazione di notevoli vantaggi di cui ci ripromettiamo di riparlare in un nostro prossimo articolo.

Abaco per i paralleli di capacità, induttanze e resistenze

Questo abaco serve per la determinazione della impedenza risultante in serie di resistenze connesse in parallelo, o di impedenze in parallelo, o della capacità risultante di condensatori in parallelo.

vettori della stessa fase l'operazione è semplicemente algebrica.

Quando invece subentrano considerazioni di fase come nel caso di paralleli fra resistenze e condensatori,

Il valore della impedenza risultante di più impedenze componenti in parallelo è dato dalla reciproca (inverso) della somma delle reciproche (o inversi) dei valori delle componenti.

Quando le resistenze od impedenze sono espresse da

resistenze e induttanze, etc., allora l'operazione deve essere vettoriale.

Venendo al grafico attuale, ammesse le due impedenze componenti come aventi la stessa fase (caso di due resistenze) divideremo i due valori dati (o molti-

plicheremo) per 10 od una potenza di 10 sino a far cadere i detti valori fra l'uno ed il dieci.

La stessa operazione, ma invertita, si farà per l'interpretazione del risultato finale.

Ciò fatto stabiliremo rispettivamente sull'ascissa e sull'ordinata del grafico i due punti corrispondenti.

Tracciando le perpendicolari che hanno piede in tali punti, si otterrà un punto di incrocio. Se ora, da tale punto di incrocio, si traccia una parallela alle oblique che attraversano dall'alto in basso il grafico, si leggerà, in corrispondenza sull'ascissa e sull'ordinata, il valore cercato.

Esempio: *si tratti di una resistenza di 4000 e di una di 2400 in parallelo. Dividendo i due valori per 1000 si ha 4 e 2,4. La parallela obliqua nel punto di incrocio cade in ascissa ed in ordinata sul numero 1,5 che moltiplicato per 1000 da 1500 ohm.*

Veniamo ora al caso di due grandezze sfasate di 90° per esempio un condensatore ed una resistenza.

Si stabilisca da prima la reattanza del condensaotre alla frequenza data, sia mediante calcolo, sia mediante i grafici per i circuiti oscillanti e le reattanze qui pubblicati.

Moltiplichiamo o dividiamo per 10 od una sua potenza i valori della reattanza e della resistenza.

Cerchiamo ora il punto corrispondente al valore della resistenza sull'ascissa e la cui ordinata rappresenta la reattanza. Da tale punto (con centro all'origine delle coordinate) tracciamo un arco di cerchio. Esso incontrerà l'ascissa nel punto il cui valore è quello dell'impedenza risultante cercata.

L'angolo di fase sarà leggibile sull'arco più ampio del grafico che porta le divisioni in gradi.

Nota. — L'ascissa è rappresentata dalla linea di base della figura e l'ordinata dalla verticale.

Abaco per i paralleli di capacità induttanze e resistenze

Questo abaco completa quello precedente.

Mentre quello serve a calcolare i valori di impedenza dati da paralleli fra capacità e resistenze, induttanze e resistenze ecc., l'attuale serve alla ricerca dei valori complessivi di serie di impedenze eterogenee quali sono capacità in serie a resistenze, induttanze in serie a resistenze, serie fra impedenze miste derivate da paralleli di resistenze con induttanze o capacità ecc.

Anche in questo caso, è chiaro che quando le impedenze disposte in serie sono della stessa fase, quali due capacità, due induttanze o due resistenze, si può ricorrere alla semplice soluzione algebrica (somma), quando sono sfasate di 90° si ricorre ai vettori ma per il calcolo praticamente ci si vale del solo Teorema di Pitagora, quando però lo sfasamento non è di 90° si deve ricorrere alla Trigonometria.

L'attuale abaco è valido per serie di impedenze fra le quali vi sia uno sfasamento qualsivoglia. Esso permette anche di ottenere direttamente i valori del seno, coseno, tangente e cotangente di tutti gli angoli con una precisione di 3 decimali esatti.

Per l'impiego dell'abaco si proceda come segue: si dividano o moltiplichino i valori delle impedenze componenti date per 10 od una sua potenza per modo che il valore ottenutone cada fra 0 (zero) ed 1 (uno). Si legga sulla base il numero corrispondente a tale valore e si segua l'arco passante per tale punto sino a che esso arco incontra il raggio che porta l'indicazione dell'angolo di fase relativo alla impedenza componente.

Da tale punto si tracci un segmento di retta, parallelo al raggio portante l'indicazione dell'angolo di fase della seconda impedenza componente.

La lunghezza del segmento (dovrà essere scelta in parallelo al raggio che porta l'indicazione dell'angolo di fase della seconda impedenza componente.

Il punto nel quale il segmento ha termine è quello risolutivo. Infatti, seguendo l'arco di cerchio che passa per esso si può leggere sull'ascissa o sull'ordinata il valore della impedenza risultante dalla serie.

Il raggio che passa per quel punto porta, sull'arco più esterno l'indicazione dell'angolo di fase risultante. Prolungando detto raggio sino ad incontrare il lato esterno del grafico si potrà leggere su di esso la tangente dell'angolo in questione. Si considera ora il punto di incrocio fra detto raggio e l'arco più esterno.

Il seno sarà dato dall'ordinata relativa a tale punto, il coseno dall'ascissa dello stesso. (Intendasi per ordinata l'altezza e per ascissa la distanza dal lato di sinistra del punto risolutivo, misurate secondo la scala segnata sulla base).

Esempio: con l'abaco precedente si può stabilire che mettendo in parallelo una resistenza di 4000 ohm con una capacità di 500 cm. a 120 Kc si ottiene una impedenza risultante di 2060 ohm. con un angolo di fase di 59°. Vediamo ora il valore d'impedenza che si ottiene in serie al parallelo precedente una resistenza di 6000 ohm. Si dividano i valori dati per 10^{-4} (10.000) si otterrà rispettivamente 0.2060 e 0.6000.

Si identifichi l'arco di cerchio corrispondente a 0,2060 e si stabilisca il punto P di incrocio fra esso e il raggio che porta l'indicazione di 59° Da tale punto si tracci

un segmento lungo 0.6000 (cioè 6 divisioni della base) che, rappresentando resistenza, il cui angolo di fase è 0°, dovrà essere parallelo alla base. Il punto P' dove termina il segmento è quello risolutivo. Il raggio che

passa per esso è quello segnato con 14° e tale appunto è l'angolo di fase dell'impedenza risultante. Prolungandolo, esso taglia l'arco più esterno in P''. L'altezza di tale punto che è di 0,242 cioè 2,42 divisioni, indica che il seno di tale punto dalla scala verticale di sinistra è

di 0,97 l'angolo di fase (sin φ) è uguale a 0,242. La distanza (9,7 divisioni) il coseno è dunque 0,97 (cos φ = 0,97).

L'intersezione del raggio 14° con il lato di destra dell'abaco cade a 0,251 (2,51 divisioni), la tangente dell'angolo di fase (tg φ) è di 0,251. La cotangente si può avere o dalla tangente, o per lettura diretta quando l'angolo di fase è maggiore di 45°.

N. C.

Abaco per i circuiti oscillanti e le reattanze

USO DELL'ABACO

Le due figure dell'attuale abaco sono in realtà una sola, quella a reticolo fine non è che un dettaglio ingrandito dell'altra e ha lo scopo di permettere il raggiungi-

mento di un risultato assai più preciso di quello che si ottiene prima in modo sommario da questa.

Ricerca della Reattanza induttiva (X_L)

Si cerchi sulla linea di base della figura la frequenza data, si segua poi la perpendicolare alla base nel punto corrispondente a detta frequenza fino a che si incontra la linea obliqua che porta l'indicazione della induttanza (coefficiente di autoriduzione L) del valore dato. Tracciando da tale punto (o seguendo) una parallela alla base, si potrà leggere lungo la verticale a sinistra il valore della reattanza cercata (in ohm).

Ricerca della Reattanza capacitiva (capacitanza) (Xc).

Trovata sulla base la linea di frequenza procedere come per il caso precedente sino ad incontrare l'obliqua portante l'indicazione della capacità data. Sulla verticale in corrispondenza del punto di incrocio fra le due linee precedenti è leggibile la capacitanza (in ohm).

Ricerca della frequenza di risonanza.

Individuare l'obliqua portante l'indicazione della capacità data e l'obliqua portante l'indicazione della induttanza (coefficiente di autoinduzione).

Nel punto di incrocio delle due oblique abbassare (o seguire) la perpendicolare alla base. Al piede della perpendicolare si legge la frequenza di risonanza cercata.

NOTA

Le linee intermedie fra 1c e 10c, 10c e 100c ecc. fra 0,1 μH e 1 μH, 1 μH e 10 μH ecc. fra 1 μμF e 10 μμF, fra 10 μμF e 100 μμF ecc., indicano rispettivamente 5c e 50c, 5 μH e 50 μH, 5 μμF e 50 μμF.

Così, al punto segnato con una crocetta corrisponde ad una induttanza di 0,5 Henry e ad una capacità di

0,1 μμF, per detti due valori corrisponde in basso una frequenza intermedia fra 500 Kc e 1000 Kc cioè approssimativamente di 750 Kc (grosso modo).

Quando si usano i valori indicati nelle oblique superiormente ci si deve servire della scala di frequenza superiore quando si usano i valori indicati inferiormente si legge sulla scala inferiore di frequenza.

Determinazioni precise.

Dopo esserci serviti della prima figura per le indicazioni sommarie, si passi alla seconda per le indicazioni precise. Vediamo un esempio.

Esempio: Si ha un circuito oscillante composto da: L = 0,5H, C = 0,1 μμF, il loro punto di incrocio corrisponde a 750 Kc circa e la reattanza offerta dai due organi (chè per la frequenza di risonanza è sempre uguale) è dell'ordine dei 2 mega ohm.

Passiamo ora alla seconda figura. Vediamo che il punto di incrocio di 0,5 H e di 1 (capacità) è di 7,12, la frequenza sarà (sulla guida dell'indicazione precedente) 712 Kc.

La reattanza dei due organi (punto sulla verticale in corrispondenza di quello di incrocio) è indicata dal numero 2,23 e sarà perciò 2.230.000 ohm.

« *Toute la Radio* »

CONSULENZA

Cn 6521 - Guido Padovani - Genova-Cornigliano.

Il fonografo-radio è in realtà un minuscolo apparecchio trasmittente di radiotelefonia.

Nel punto da voi segnato con un punto interrogativo si applica il pick-up.

Per accoppiarlo al radioricevitore basta dunque accendere il ricevitore stesso e sintonizzarlo sulla frequenza del « fonografo-radio » il quale può essere tenuto anche a molti metri di distanza dal ricevitore.

Il passaggio dal pick-up al ricevitore si compie dunque attraverso l'etere e la parte di alta frequenza.

Cn 6522 - Elios Fuga, Milano.

Il ricevitore SR 56 descritto a pag. 15 del N. 19 anno 1932 si adatta all'impiego delle vostre valvole, tenuto conto della differente zoccolatura, montando la 224 A al posto della '57 e la C 443 al posto della '47. Tenete presente che la C 443 è a 4 volta.

Anche il N. 13-14 annata 1943, a pag. 200 può fornirvi utili indicazioni in merito a questa realizzazione.

Vi conviene realizzare un tre valvole con 224 A; C 443 e 506 ed un quattro valvole con '27, 224 A, 245 e 80.

Per il secondo apparecchio monterete la '27 come rivelatrice a reazione, la 24 come amplificatrice di BF e la '45 come finale. Per questo ricevitore bisognerà eseguire un apposito progetto.

Cn 6523 - M. Parodi, Genova-Pra.

Quasi nessun provavalvole è completo di tutti i tipi di portavalvole esistenti anche perchè molti di questi sono stati da tempo abbandonati in quanto appartenenti a serie di valvole che non sono più reperibili in commercio mentre alcuni altri appartengono a serie tanto recenti da non essere ancora entrate nell'uso comune.

Il criterio di scelta è dunque statistico e si limita alle serie che più facilmente si incontrano in pratica.

Gli zoccoli più comuni sono pertanto i seguenti:

1°) Serie europea vecchia (a 3, 4 e 5 contatti disposti agli estremi di una croce. V. « Valvole riceventi » 2ª ediz. pagina 172 A, zoccoli 1 A, 3-A, 4 D ecc.).

2°) Serie europea metallizzata a 7 contatti (zoccolo 14,A 20 A ecc. op. cit.).

3°) Serie europea a contatti laterali, a 5 e 8 contatti (rispettiv.: fig.4 E e 3 E) con portavalvole detti a « bicchiere ».

4°) Serie americana vecchia, a 4 e 5 contatti (risp.: zoccolo 1 B, 9 B ecc.) o serie ux e uy.

5°) Serie americana a 6 e a 7 contatti (zoccoli 15 A, 22 A ecc.).

6°) Serie americana « octal-», a 8 contatti (zoccolo 4 B ecc.).

Per resistenza critica esterna si intende quella per la quale il galvanometro subisce la massima frenatura. Questa per un noto teorema, è quella per la quale la potenza generata dalla bobina mobile in movimento viene maggiormente dissipata nella resistenza esterna ossia corrisponde alla resistenza interna della bobina. Tale resistenza si lascia sempre inserita sullo strumento.

Procedimenti simili di stabilizzazione termica degli strumenti sono stati descritti anche dalla nostra rivista. Essi generalmente formano oggetto di brevetti che non sempre le Case rendono volontieri di pubblica ragione.

Cn 6524 - De Barbieri Franco, Vercelli.

Il migliore consiglio che vi si possa dare è di rinunciare al vostro proposito; di offrire le vostre valvole in cambio di altre per corrente alternata per realizzare qualche cosa di meno antiquato.

Anche noi siamo affezionatissimi ai gloriosi apparecchi dei tempi eroici della radio, ma ne sconsigliamo l'uso specialmente in questi tempi. Infatti, come accendereste l'apparecchio? Con accumulatori? Come li ricarichereste? Come alimentate l'anodica? Con pile? Dove le trovate? Vorreste allora costruirvi anche un raddrizzatore per carica accumulatori ed un alimentatore anodico? Dove andate a finire?

E tutto ciò per sentire in un vecchio e rauco altoparlante magnetico le poche ricezioni disturbate delle onde medie.

Speriamo che vorrete seguire il consiglio, in caso diverso ci terremo a disposizione per evadere le vostre richieste.

Cn 6525 Vassia Giuseppe, Torino.

La descrizione dello strumento è contenuta nel N. 4 a pag. 56 annata 1941.

Un ottimo analizzatore è stato anche da noi descritto nell'annata 1936, nel N. 1 a pag. 9 e nei numeri 18 e 19 rispettivamente a pag. 613 e 640.

Cn 6526 - Spigoli Alberto, Genova-Cornigliano.

Il ricevitore che vi può interessare è descritto a pag. 29 del N. 2 anno 1940 e a pag. 43 del N. 3 dello stesso anno.

Cn 6527 - Salt Alfredo, Bergamo.

Nel N. 19 dell'annata 1932, a pag. 15, troverete la descrizione del ricevitore a 2 + 1 valvola SR 56 che impiega i tipi in vostro possesso.

Qualora non vi riuscisse di trovare il detto numero, consultate il N. 13-14 annata 1943, a pag. 200 che descrive un apparecchio analogo che consente l'impiego delle stesse valvole.

Cn 6528 - Dott. ing. Italo Cella, Milano.

Non è ben chiaro se avete invertito i due poli della batteria anodica o se avete scambiato la batteria anodica con quella di accensione.

Nel primo caso nessun inconveniente può esserne derivato. Nel secondo invece può esserne derivata la bruciatura del filamento della valvola o lo sfiancamento dello stesso che può avere determinato il contatto di questo con una delle due griglie.

In questo secondo caso nulla vi è da fare. Il guasto è facilmente rilevabile con un ohmetro, con un provacircuiti o con un tester. Col termine polarizzazione della valvola intendiamo correntemente l'applicazione delle tensioni continue normali agli elettrodi.

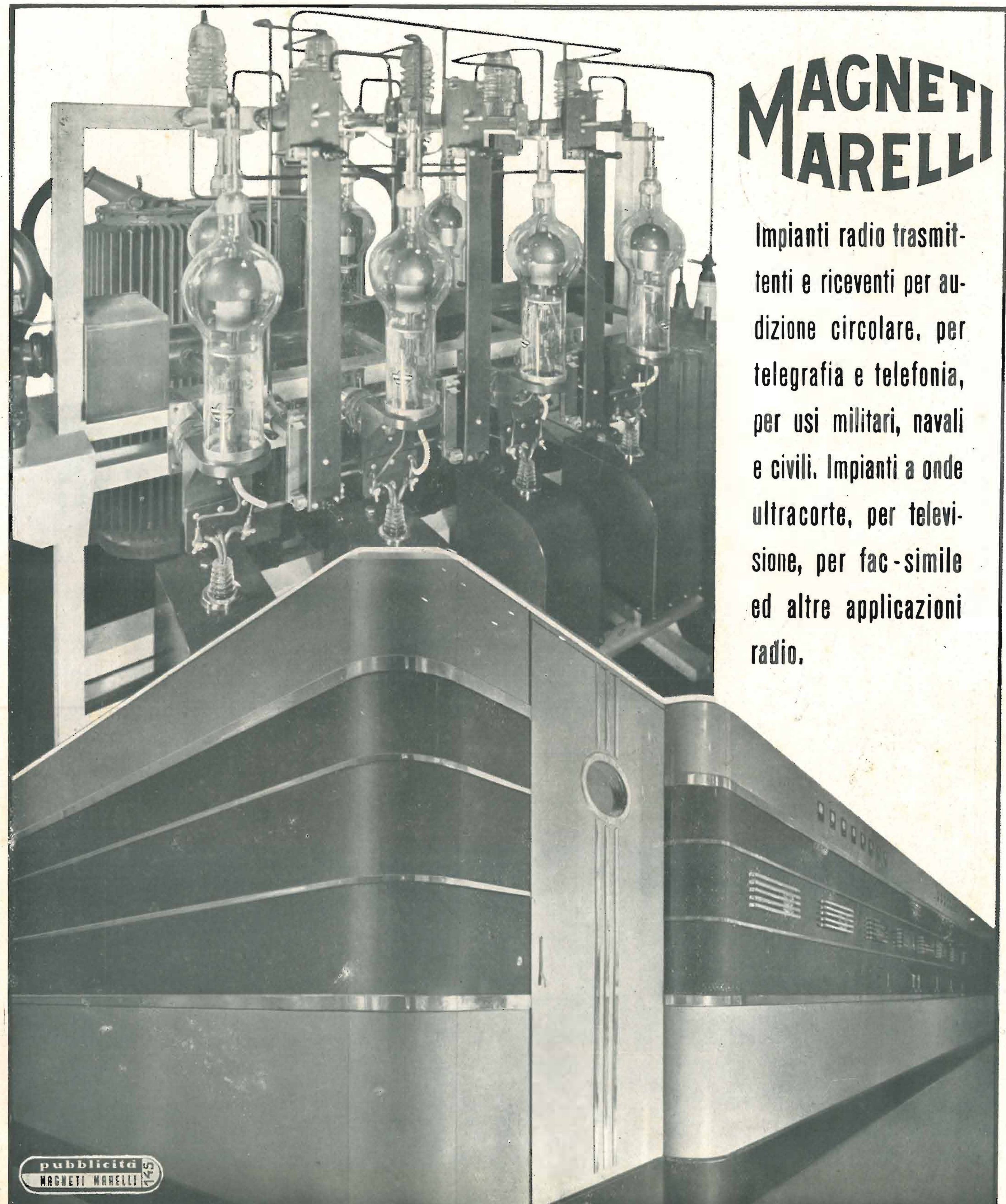
Cn 6529 - Nostro abbonato n. 8938.

Due ricevitori che vi possono interessare sono contenuti nel N. 7-8 annata 1943 a pag. 116 e nei numeri 2 e 3 dell'annata 1940 (ricevitore SE 4001). L'indicatore può essere inserito in serie al circuito anodico della valvola amplificatrice di MF, shuntandolo con un condensatore da 20.000 pF. Qualche volta può essere efficace la applicazione in serie al circuito anodico della convertitrice, esso va comunque disposto nel circuito anodico della valvola che è più energicamente controllata dalla tensione del C.A.V.

ED. « IL ROSTRO », Via Senato, 24 - Milano

Dott. ing. SPARTACO GIOVENE - *direttore resp.*

Autorizzazione Ministero Cultura Popolare N. 1744 del 7 Gennaio 1944-XXII

Tipografia STEFANO PINELLI - Milano
Via Farneti 8 - Telef. 273-955

FIVRE
Fabbrica Italiana
Valvole
Radio Elettriche
Milano
fivre
fivre
RAGHONI